UNIVERSITATEA din ORADEA
FACULTATEA de INGINERIE ELECTRICA
si TEHNOLOGIA INFORMATIEI

TRADUCTOARE , SENZORI si AUTOMATE PROGRAMABILE

Prof.univ.dr.ing. **Ovidiu POPOVICI**

2007

INTRODUCERE

În activitatea ştiinţifică şi de dezvoltare tehnologică a societăţii contemporane se constată o creştere din ce în ce mai mare a rolului măsurărilor, cât şi o perfecţionare continuă şi rapidă a mijloacelor şi metodelor de măsurare.

În acest context se apreciază că în întreaga lume sunt efectuate zilnic peste 150 de miliarde de măsurări semnificative, care sunt urmate de decizii de natură economică, tehnică, ştiinţifică, socială, etc. Valoarea mijloacelor de măsurat existente în lume se apropie de 2000 de miliarde de dolari, cu o rată anuală de creştere de 100 de miliarde de dolari. Specialiştii ocupaţi exclusiv în activităţile de metrologie sunt de ordinul milioanelor, iar costul măsurărilor în unele ramuri industriale reprezintă până la 20 la sută din preţul produselor.

În general pentru a controla şi monitoriza marea diversitate a proceselor şi fenomenelor fizice, chimice sau biologice naturale sau industriale, receptarea informaţiei se face cu ajutorul traductoarelor.

Procesele tehnologice industriale se caracterizează printr-un mare număr de parametri: temperaturi, presiuni, debite, nivele etc. Cunoaşterea modului de desfăşurare a unui proces tehnologic necesită obţinerea rapidă de informaţii privind valoarea fiecărui parametru. Informaţia obţinută este utilizată, de exemplu, pentru menţinerea parametrilor în anumite limite. În unele cazuri, informaţia privind condiţiile de desfăşurare a unui proces tehnologic este convertită, adică transformată în valori numerice, care sunt prelucrate de către un calculator.

Dispozitivele care servesc la convertirea (transformarea) unei mărimi de o anumită natură fizică într-o mărime de altă natură fizică, sau într-o mărime de aceeaşi natură fizică, se numesc traductoare. De obicei, un traductor converteşte o mărime neelectrică într-o mărime electrică. De exemplu, termocuplul converteşte temperatura în tensiune electromotoare. Sunt însă şi cazuri când un traductor converteşte o mărime neelectrică tot într-o mărime neelectrică (de exemplu, tubul Bourdon converteşte presiunea într-o deviaţie unghiulară).

În acest scop, traductoarele trebuie să conţină un element sensibil la variaţia unui anumit parametru. Astfel, un traductor de temperatură trebuie să conţină un element sensibil la variaţia temperaturii. Deci este necesar ca

elementul sensibil al unui traductor să aibă o proprietate fizică care depinde de mărimea măsurată în mod liniar şi într-un interval mare.

De multe ori, informaţia căutată se referă la mărimi implicând o energie care se dezvoltă sau acţionează în fenomenul studiat, de exemplu: *energie mecanică* (forţa, presiune, deformaţie, deplasare, debit, viteză, acceleraţie): *energie chimică* (potenţial electrochimic); *energie termică* (temperatură, flux de căldură); *energie radiantă* (intensitate de radiaţie, distribuţie spectrală a radiaţiei); *energie electrică* (tensiune, curent, câmp electric, câmp magnetic etc.). În aceste cazuri, semnalul electric se poate obţine prin conversia cu ajutorul traductorului, a mărimii neelectrice în mărime electrică.

Alteori, informaţia se referă la proprietăţi ale unor materiale sau produse (de exemplu, analiza compoziţiei, detectarea unor defecte de structură, stabilirea dimensiunilor etc.). În asemenea cazuri, prin intermediul traductorului se introduce din exterior în obiectul studiat o energie sau un semnal de activare şi se detectează efectele interacţiunii energiei, respectiv semnalului de activare, introduse din exterior cu obiectul cercetat. În această situaţie, traductorul este fie alimentat cu energie sau semnale de activare, fie include o sursă de energie sau un generator de semnale de activare.

Traductoarele utilizate în sistemele automate simple (de stabilizare a valorii unui parametru) sau în sistemele automate complexe ce conţin calculatoare sunt conectate la dispozitive numite *adaptoare*. Rolul unui adaptor este de a transforma mărimea de ieşire a traductorului într-o altă mărime standardizată, care utilizată în transmiterea informaţiei între blocurile sistemului automat.

În practica măsurărilor industriale există o mare varietate de tipuri de traductoare, care se pot clasifica în mai multe moduri:

● **După mărimea pe care o transformă,** traductoarele se clasifică în: *traductoare de temperatură, traductoare de presiune, traductoare de nivel* etc.

● **După principiul de funcţionare,** traductoarele se pot clasifica în: *traductoare generatoare* şi *traductoare parametrice*.

Un *traductor generator* la variaţia mărimii măsurate transmite la ieşire o anumită energie. De exemplu, termocuplul este un traductor generator, deoarece la variaţia mărimii măsurate, adică a temperaturii, transmite la ieşire o tensiune electromotoare.

Un *traductor parametric* la variaţia mărimii măsurate transmite la ieşire o variaţie a unui parametru propriu traductorului respectiv (de exemplu, termorezistenţa este un traductor parametric, deoarece la variaţia mărimii măsurate, adică a temperaturii, transmite la ieşire o variaţie a unei rezistenţe electrice). Prin urmare, deosebirea între un traductor parametric şi un traductor generator constă în natura diferită a semnalelor transmise la ieşire. Astfel, din categoria traductoarelor parametrice fac parte, de exemplu, traductoarele bazate pe variaţia unui parametru al circuitului electric. În funcţie de variaţia parametrului respectiv, traductoarele parametrice se clasifică, la rândul lor, în *traductoare inductive, rezistive şi capacitive*.

- **Din punctul de vedere al mărimii de ieşire,** traductoarele pot fi *analogice şi numerice*;

Traductoarele folosite în tehnica măsurătorilor trebuie să îndeplinească următoarele condiţii principale:

- Mărimea transmisă la ieşirea traductorului trebuie să depindă în mod liniar de mărimea măsurată într-un interval de valori cât mai mare. Dependenţa între mărimea de ieşire şi mărimea de intrare a unui traductor în regim staţionar se numeşte *caracteristică statică*. Mărimea de ieşire a traductorului nu trebuie să fie influenţată de *perturbaţii*. Când perturbaţiile influenţează mărimea de ieşire a traductorului trebuie luate măsuri pentru a compensa efectul acestora. De exemplu, la măsurarea temperaturii într-un cuptor cu ajutorul unui termocuplu variaţia temperaturii mediului exterior influenţează asupra tensiunii electromotoare de la bornele termocuplului. Pentru compensarea acestei influenţe se folosesc metode speciale.
- Precizia de măsurare a traductorului trebuie să fie cât mai mare. Ea se apreciază prin *clasa de precizie* a traductorului, care este raportul dintre eroarea absolută maximă şi gama de lucru al elementului dat.
- Sensibilitatea unui traductor trebuie să cât mai mare. De exemplu, un termocuplu este cu atât mai sensibil, cu cât la aceeaşi variaţie a temperaturii transmite la ieşire o variaţie mai mare a tensiunii electromotoare.
- Un traductor nu trebuie să influenţeze asupra mărimii măsurate. De exemplu, termocuplul nu trebuie să influenţeze asupra câmpului de temperatură unde se efectuează măsurarea. Această condiţie determină alegerea construcţiei şi a modului de montare a traductoarelor.

- Un traductor trebuie să sesizeze orice fel de variaţii ale mărimii măsurate, indiferent dacă acestea sunt lente sau rapide.

Această condiţie determină criteriul de alegere a construcţiei traductoarelor pentru măsurarea aceleiaşi mărimi. De exemplu, la măsurarea temperaturii unui proces termic cu o variaţie rapidă în timp trebuie să se aleagă un traductor cu o inerţie termică cât mai mică. Inerţia unui traductor se defineşte prin *caracteristica dinamică*, care reprezintă dependenţa între mărimea de ieşire şi mărimea de intrare a traductorului în regim dinamic.

Prin regim dinamic se înţelege starea de funcţionare în care mărimea de intrare şi prin urmare mărimea de ieşire variază în timp.

- Un traductor trebuie să transmită la ieşire un semnal de o putere suficientă, pentru a acţiona asupra unui aparat indicator sau asupra unui element de adaptare utilizat într-un sistem automat.
- Se recomandă ca un traductor să aibă la ieşire un semnal care să poată fi transmis la distanţa, ceea ce este necesar în cazul instalaţiilor moderne de automatizare. Dacă nu este posibil sa se adopte un principiu de funcţionare corespunzător acestei condiţii, atunci mărimea de ieşire a traductorului (o deviaţie unghiulară, o deplasare liniară) se converteşte într-o mărime electrică cu ajutorul unui element separat.

În afara acestor condiţii principale pe care trebuie să le îndeplinească un traductor, în practică se mai au în vedere şi alte calităţi, ca: stabilirea în timp a caracteristicilor, reproductibilitatea caracteristicilor, simplitatea instalării şi exploatării, rezistenţa mecanică mare, preţ de cost redus etc.

După alegerea tipului de traductor pentru măsurarea unui parametru (temperatură, debit, nivel etc.) este necesară efectuarea unor operaţii de verificare. Datorită diversităţii tipurilor de traductoare nu există instrucţiuni generale de verificare. În general, prin verificarea unui traductor se înţelege controlul funcţionării şi al indicaţiilor sale.

Cele relatate anterior au menirea să sublinieze importanţa traductoarelor şi să justifice apariţia prezentei lucrări, care se doreşte a fi utilă în special studenţilor, dar şi personalului tehnic de specialitate.

CUPRINS

Introducere……..... 5
1. Elemente generale ale traductoarelor…….....9
1.1. Traductorul – element funcţional tipic al sistemelor automate..... 9
1.2.Mijloacele electrice de măsurare…….....11
1.3.Clasificarea traductoarelor…….....15
1.4.Structura generală a unui traductor…….....18
1.5.Caracteristici şi performanţe de regim staţionar……..….....21
1.5.1.Caracteristici statice…….....22
1.5.2.Domeniul de măsurare.....27
1.5.3.Sensibilitatea…….....27
1.5.4.Rezoluţia…….....30
1.5.5.Pragul de sensibilitate…….…….....31
1.5.6.Liniaritatea.…….....32
1.5.7.Precizia……32
1.5.7.1.Erori de măsurare, definiţii, clasificări…….....32
1.5.7.2.Indicatori de precizie pentru traductoare…….....37
1.6.Performanţele dinamice ale traductoarelor…….....42
1.6.1.Performanţele în domeniul frecvenţelor…….....42
1.6.2.Clasificarea traductoarelor electrice în domeniul timp……43
1.6.3.Caracteristica dinamică la traductoarele de ordinul I de tip integrator…….....44
1.6.4.Caracteristica dinamică de ordinul I a elementului derivator..46
1.6.5.Caracteristicile dinamice la traductoarele de ordinul II……...49
1.6.6.Caracteristicile dinamice ale traductoarelor…….....53
2. Circuite de măsurare pentru traductoare…….....55
2.1.Circuitul simplu, sensibil la curent…….....55
2.2.Circuitul divizor de tensiune…….....56
2.3.Circuitul în punte…….....58
2.3.1.Puntea de impedanţe, condiţii de echilibru……...58
2.3.2.Sensibilitatea circuitelor în punte…….....61
2.3.3.Metode de echilibrare a punţilor rezistive…….....66
2.3.4.Punţi cu transformatoare…….....69

2.4.Compensatoare de tensiune…….....71
2.4.1.Compensatorul de tensiune manual…….....71
2.4.2.Compensatoare automate…….72
2.5.Alte circuite şi tehnici de măsurare…….....80
2.6.Modificarea caracteristicii de transfer.....81
3. Traductoare mecano-elastice…….....87
3.1.Consideraţii generale…….....87
3.2.Tipuri de traductoare mecano-elastice…….....91
3.3.Relaţii de calcul……...94
3.4.Ecuaţiile traductoarelor mecano-elastice…….....99
3.5.Materiale pentru traductoare mecano-elastice…….....102
3.6.Aplicaţii industriale tipice ale traductoarelor de forţă…….....102
4. Traductoare rezistive……...107
4.1.Clasificarea traductoarelor rezistive…….....107
4.2.Traductoare potenţiometrice…….....107
4.3.Traductoare rezistive cu contacte……..110
4.4.Traductoare tensometrice rezistive…….....112
4.4.1.Clasificarea traductoarelor tensometrice……...112
4.4.2.Proprietăţile traductoarelor tensometrice cu fir rezistiv…....117
4.4.3.Dimensionarea traductorului tensometric……..123
4.4.4.Metode de echilibrare a punţilor tensometrice……..125
4.4.5.Circuitul de măsurare al traductorului tensometric……...127
4.5.Traductoare termorezistive…….....128
4.6.Traductoare piezorezistive…….....130
4.7.Traductoare fotorezistive…….....131
5. Traductoare inductive…….....133
5.1.Traductoare de inductanţă proprie…….....133
5.2.Traductoare de inductanţă mutuală (tip transformator)….……....135
5.3.Exemple de traductoare inductive…….....137
5.3.1.Traductoare de inductanţă proprie…….....137
5.3.2.Traductoare de tip transformator……...138
5.4.Clasificarea traductoarelor inductive…….....139
5.4.1.Traductoare inductive la care este influenţată o singură inductanţă…….....140
5.4.2.Traductoare inductive la care sunt influenţate două inductanţe…….....142

5.4.3.Traductoare inductive la care sunt influenţate inductanţele mutuale…….....143
5.4.4.Traductoare inductive la care este influenţată permeabilitatea…….....149
6. Traductoare capacitive…….....151
6.1.Clasificarea traductoarelor capacitive…….....151
6.2.Traductoare capacitive cu modificarea distanţei dintre armături…..153
6.3.Traductoare capacitive cu modificarea suprafeţei de suprapunere a armăturilor……...155
6.4.Traductoare capacitive cu modificarea dielectricului……....155
6.5.Relaţii pentru traductoare capacitive…….....156
6.6.Exemple de traductoare capacitive……....159
7. Traductoare piezoelectrice…….....161
7.1.Consideraţii generale……....161
7.2.Efectul piezoelectric direct la traductoare (EPD)…….…….....162
7.3.Efectul piezoelectric invers la traductoare (EPI)……..……....164
7.4.Schema electrică echivalentă a cristalului de cuarţ…….....166
8. Traductoare termoelectrice…….....171
9. Traductoare de inducţie…….....175
10. Automate programabile 187
10.1.Structuri ierarhizate.....189
10.2.Arhitectura sistemelor.....192
10.3.Softuri in logica programata..... 194
10.4.Tehnici de programare.....195
10.5.Meniul dinamic.....197
10.6.Structura sistemelor distribuite.....200
10.7.Structuri distribuite in procese multiple.....209
10.8.Structuri descentralizate cu automate programabile.....211
10.9.Controlul sistemelor mecanice cu automate programabile.....221
Bibliografie…….....223

CAPITOLUL 1

ELEMENTE GENERALE ALE TRADUCTOARELOR

CAPITOLUL 1

ELEMENTE GENERALE ALE TRADUCTOARELOR

1.1. TRADUCTORUL - ELEMENT FUNCŢIONAL TIPIC AL SISTEMELOR AUTOMATE

Definiţia clasică a operaţiei de măsurare, fundamentală pe noţiunea de *unitate de măsură*, arată că a măsura înseamnă a stabili pe cale experimentală valoarea (numerică) unei mărimi fizice necunoscute *măsurând-o* prin compararea cu o mărime de aceeaşi natură aleasă în mod convenţional ca unitate.

Uzual, măsurările sunt efectuate cu participarea unui operator uman, participare care se reflectă în mod direct în obţinerea rezultatelor. Ţinând cont de acest aspect, operaţia de măsurare, ca o comparaţie direct perceptibilă a mărimii de măsurat cu unitatea, nu este posibilă decât într-un număr restrâns de cazuri în care unităţile pot fi realizate sub o formă care sa permită utilizarea lor ca atare. Restricţiile apar, pe de o parte, datorită faptului că există numeroase mărimi fizice care nu sunt accesibile simţurilor umane, iar, pe de altă parte, chiar şi în situaţiile celor ce posedă această proprietate numai un domeniu limitat de valori poate fi sesizat. Din aceste motive, măsurările se efectuează, în marea majoritate a cazurilor, cu ajutorul aparatelor de măsurat. Astfel, prin aparat de măsurat se înţelege acel dispozitiv care stabileşte o dependenţă între mărimea de măsurat şi o altă mărime care poate percepută în mod mijlocit de organele de simţ umane, de o manieră care permite valorii mărimii necunoscute în raport cu o anumită unitate de măsură.

În cazul sistemelor automate, conducerea proceselor efectuându-se fără intervenţia directă a omului, mijloacele prin care aceasta se realizează – inclusiv cele care se referă la funcţia de informare – se modifică în concordanţă cu noile condiţii. În consecinţă, operaţiile de măsurare în sistemele automate sunt efectuate de *traductoare*, dispozitive care stabilesc o corespondenţă între mărimea de măsurat şi o mărime cu un domeniu de variaţie calibrat, aptă de a fi recepţionată şi prelucrată de echipamente de conducere (regulatoare, calculatoare de proces etc.).

O primă constatare, care se poate desprinde din cele menţionate şi care rezultă şi din examinarea diverselor modalităţi de conducere automată a proceselor este aceea că *traductorul reprezintă un element tipic pentru structura oricărui sistem automat.*

O a doua observaţie importantă se referă la faptul că, în cadrul analogiei între conducerea manuală a proceselor şi cea automată, se poate evidenţia *asemănarea între funcţiile realizate de traductoare şi de aparatele de măsurat*.

Relevând paralelismul funcţional între un traductor şi un aparat de măsurat este necesar să se observe şi o serie de deosebiri generate de atributul de element component al unui sistem automat pe care îl are traductorul. Aceste deosebiri se manifestă mai ales în ceea ce priveşte caracteristicile statice şi dinamice, dar ele sunt legate şi de unele funcţiuni suplimentare, cu implicaţii asupra ansamblului aparaturii dea automatizare.

Din punctul de vedere al caracteristicilor statice şi dinamice, principalele cerinţe impuse traductoarelor sunt :

- ♦ relaţia liniară de dependenţă intrare-ieşire;
- ♦ dinamica proprie care a nu influenţeze în mod esenţial comportarea sistemului automat.

Aceste ipoteze reprezintă restricţii severe în ceea ce priveşte construcţia traductoarelor. Astfel, dacă pentru un aparat de măsurat relaţia de dependenţă între mărimea aplicată şi deviaţia acului indicator este neliniară, aceasta nu constituie un impediment întrucât se poate grada neliniar scara aparatului. În cazul traductoarelor dependenţa trebuie să fie strict liniară (eroarea de neliniaritate admisă este foarte redusă), toate calculele de sistem bazându-se pe această proprietate de liniaritate. Relativ la dinamica proprie a traductorului, aceasta trebuie interpretată în sensul necesităţii ca ea să fie foarte rapidă, şi ca urmare, neglijabilă în comparaţie cu dinamica procesului propriu-zis. O astfel de caracteristică este absolut necesară deoarece informaţiile trebuie furnizate cu promptitudine (fără întârzieri) pentru ca intervenţiile de conducere să fie oportune. Se deduce că şi din acest punct de vedere caracteristicile dinamice ale traductoarelor sunt, în mod frecvent, mult mai pretenţioase decât ale aparatelor de măsurat destinate să indice valori staţionare sau lent variabile în limitele vitezei de percepţie vizuală.

Traductoarele trebuie să îmbine cerinţele semnalate de liniaritate şi viteza de răspuns ridicată cu performanţe metrologice privind precizia, similare cu cele ale aparatelor de măsurat sau chiar mai ridicate ţinând cont de posibilităţile superioare de discriminare ale sistemelor de conducere automată faţa de cele ale unui operator.

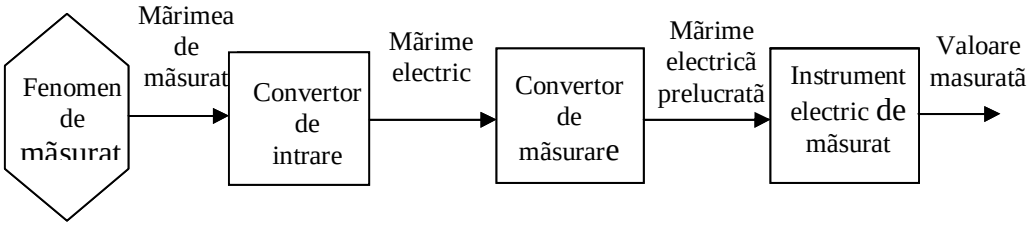


Fig. 1.1. Schema funcţională a unui aparat analogic pentru măsurate a unei mărimi active

Traductoarele implică şi necesitatea unei fiabilităţi sporite în raport cu aparatele de măsurat datorită faptului că o indicaţie greşită a acestora din urmă ar putea fi sesizată şi interpretată ca atare de către un operator pe când detectarea unor valori eronate furnizate de traductoare sete mult mai dificilă în cazul sistemelor de conducere automată.

În concluzie, se poate afirma că traductoarele sunt elemente componente tipice ale sistemelor automate, prin intermediul cărora se realizează funcţia informaţională şi că ele trebuie să întrunească o serie de calităţi care să le apropie de caracteristicile ideale de liniaritate, dinamică şi precizie pentru a asigura valabilitatea ipotezelor şi relaţiilor matematice pe baza cărora sunt formalizate problemele de conducere automată a proceselor.

1.2.MIJLOACELE ELECTRICE DE MĂSURARE

Mijlocul electric de măsurare constituie un lanţ de măsurare şi de aceea poate fi reprezentat printr-o schemă funcţională, ale cărei elemente principale le vom numi, cu o expresie generală, convertoare de măsurare. Sub forma cea mai generală, mijloacele electrice de măsurare pot fi considerate ca fiind alcătuite din trei tipuri de convertoare de măsurare: convertorul de intrare, convertorul de prelucrare, şi convertorul de ieşire.

Convertoarele de intrare – numite în general *traductoare* – transformă mărimea de măsurat într-un semnal electric: curent, tensiune, număr de impulsuri etc. Convertoarele de prelucrare (amplificatoare, circuite de mediere, circuit de comparare, circuite de formare a impulsurilor etc.) transformă semnalul electric astfel încât aceasta să poată acţiona convertorul de ieşire.

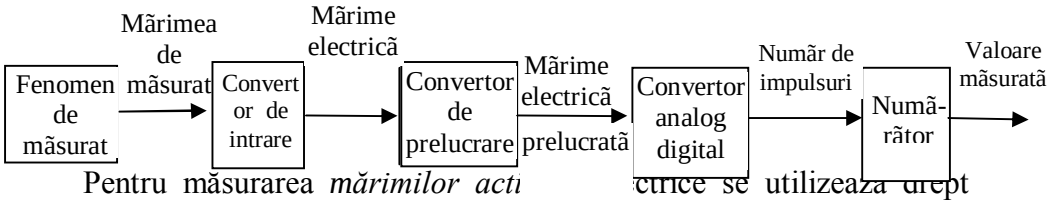
Convertoarele de ieşire dau posibilitatea citirii sau înregistrării valorii măsurate. Schemele funcţionale pot fi clasificate după:

- natura mărimii de măsurat - activă;
  - pasivă

şi

- după modul de obţinere a valorii măsurate - analogic;
  - digital.

Schema funcţională a unui aparat analogic pentru măsurarea unei *mărimi active* (fig.1.1.) prezintă convertorul de intrare (traductorul) ce converteşte mărimea de măsurat într-o mărime electrică, energia necesară fiind furnizată de însăşi mărimea de măsurat. Semnalul metrologic electric este prelucrat de către convertorul de prelucrare pentru a putea fi aplicat la intrarea convertorului de ieşire care este un instrument electric de măsurare.



Pentru măsurarea *mărimilor acti* ctrice se utilizează drept

Fig. 1.2. Schema funcţională a unui aparat digital pentru măsurarea unei mărimi active

convertor analog digital care converteşte semnalul metrologic într-un număr de impulsuri şi convertorul de ieşire este numărătorul de impulsuri (fig.1.2.). Ca exemplu, se prezintă schema electrică (fig.1.3.a) şi schema funcţională (fig.1.3.b) pentru un termometru electric analogic cu traductor termoelectric.

În cazul măsurării mărimilor pasive acestea nu pot fi furniza energia formării semnalului metrologic şi de aceea se face apel la o mărime exterioară fenomenului supus măsurării – numită mărime de activare – care este modulată de către mărimea de măsurat şi aceasta este aplicată la

intrarea convertorului de intrare care converteşte mărimea activă într-o mărime electrică şi lanţul de măsurare se păstrează (fig.1.4.).

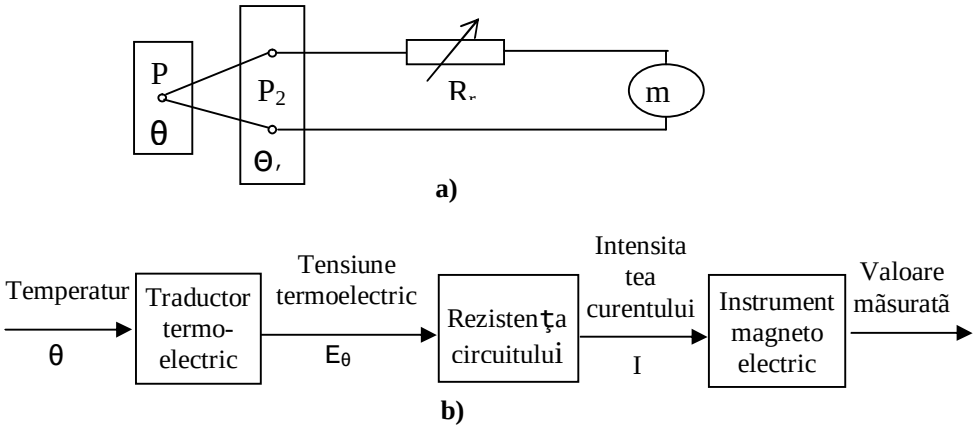
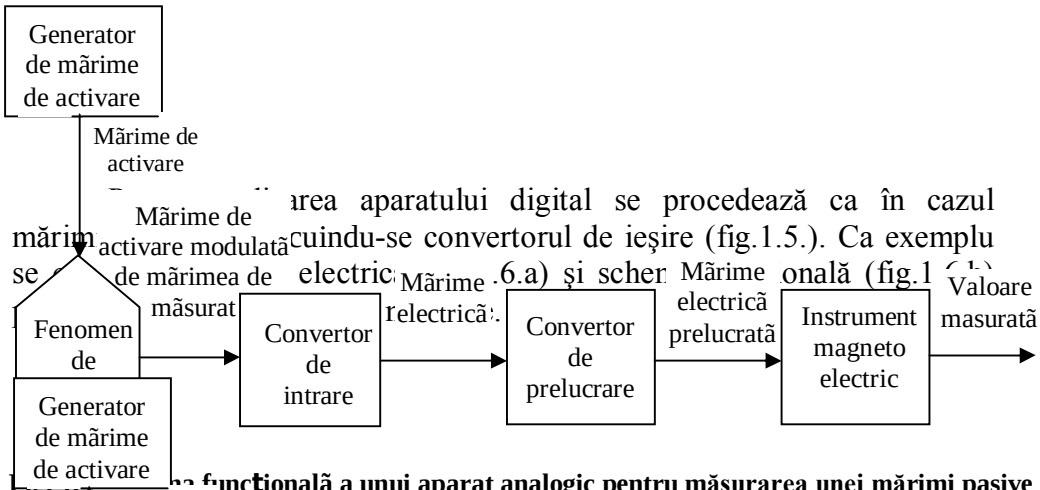


Fig. 1.3. Termometru electric analogic cu traductor termoelectric
a) schema electricã ; b) schema funcţionalã



area aparatului digital se procedează ca în cazul mărim cuindu-se convertorul de ieşire (fig.1.5.). Ca exemplu se electric .6.a) şi scher onală (fig.1

ha funcţională a unui aparat analogic pentru măsurarea unei mărimi pasive

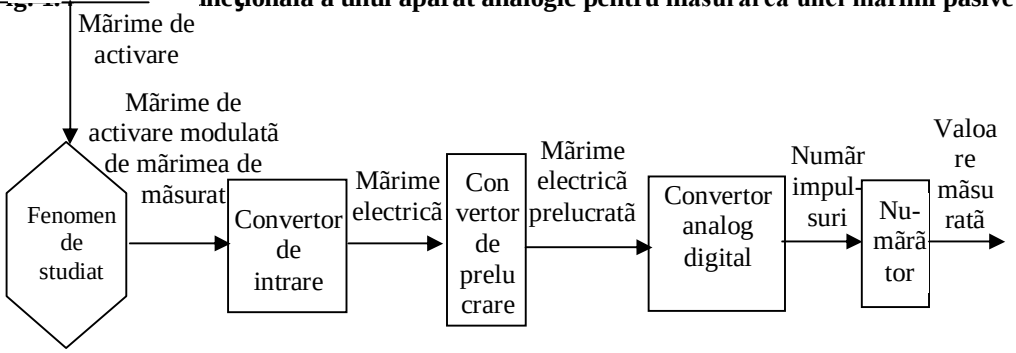


Fig. 1.5. Schema funcţionalã a unui aparat digital pentru măsurarea unei mărimi pasive

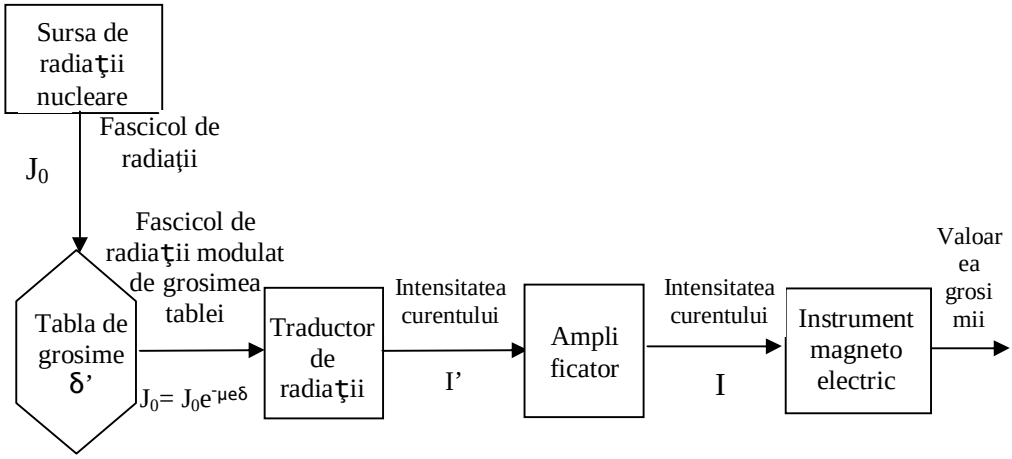


Fig. 1.6. Grosimetru cu radiaţii nucleare: schema funcţionalã

Prezentarea cu ajutorul schemelor funcţionale a aparatelor electrice de măsurare este deosebit de utilă, atât pentru conceperea lor ca ansambluri de elemente reunite pentru formarea lanţurilor de măsurare, în cea mai mare parte tipizate, cât şi pentru stabilirea performanţelor încă din etapa de proiectare.

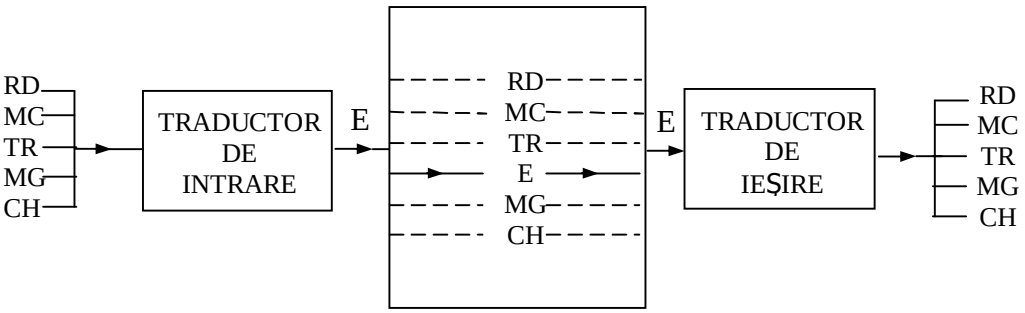


Fig. 1.7. Schema bloc a unui sistem de măsurare şi control

1.3. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR

Înţelegerea faptului că într-un traductor modificarea naturii semnalului reflectă o conversie a unei forme de energie în altă formă de energie conduce la redesenarea schemei bloc a unui sistem de măsurare şi control ca în fig.1.7.

Se observă că se pun în evidenţă şase tipuri (domenii) de semnale: radiante (RD), mecanice (MC), termice (TR), magnetice (MG), chimice (CH) şi electrice (E). De observat că în comparaţie cu structura din fig.1.1. blocul de ieşire sete denumit în mod mai general *traductor de ieşire* reflectând astfel o stare de fapt. De asemenea trebuie observat că deşi în principiu în blocul de prelucrare se poate utiliza oricare dintre cele şase forme de semnal, cazul întâlnit în mod aproape unanim în realizările concrete de sisteme de măsurare şi control corespunde operării cu semnale electrice. Exemple notabile de abateri de la această situaţie sunt date de optica integrată (în blocul de prelucrare se utilizează semnale radiante) şi de dispozitivele bazate pe unde de suprafaţă (în blocul de prelucrare se utilizează semnale mecanice):

♦ **A. După natura mărimii aplicate la intrare:** traductoare de temperatură, presiune, radiaţie

♦ **B. După natura mărimii de ieşire:** traductoare rezistive, inductive, capacitive

♦ **C. După natura mărimii intrare-ieşire:**

- traductoare de mărimi electrice în mărimi electrice (amplificatoare, transformatoare, divizoare)
- traductoare de mărimi neelectrice în mărimi neelectrice (pârghii, reostate, membrane)
- traductoare de mărimi neelectrice în mărimi electrice

♦ **D. După modul în care are loc transformarea semnalului în traductor:** directe şi complexe.

În traductoare directe mărimea neelectrică este convertită *direct* în semnalul electric de la ieşire. Funcţionarea acestor traductoare se bazează pe faptul că o proprietate electrică ce caracterizează traductorul este dependenţa mijlocit de mărimea neelectrică de interes. Se pot cita, de exemplu, *termorezistenţele şi termocuplurile.*

De cele mai multe ori, situaţia aproape ideală corespunzătoare traductoarelor directe nu se întâlneşte: fie că nu există metode convenabile de transformare directă a mărimii neelectrice într-o mărime electrică, fie că mărimea electrică de la ieşirea traductorului nu depinde numai de mărimea neelectrică de măsurat, ci şi de alţi factori (perturbatori), determinaţi chiar de obiectul sau fenomenul măsurat sau de mediul ambiant.

În aceste situaţii se realizează *traductoare complexe*, în care conversia semnalului neelectric se face în mai multe etape intermediare şi/sau structura traductorului se proiectează astfel încât sa fie imunizată faţa de acţiunea factorilor perturbatori. Ca o ilustraţie tipică se pot cita, de exemplu, *traductoarele diferenţiale, traductoarele cu compensare etc.*

♦ **E. După principiul de funcţionare:**

- *traductoare parametrice* (sau *modulatoare*)
- *traductoare generatoare* (sau *energetice*).

În cazul traductoarelor parametrice, semnalul neelectric determină modificarea unei proprietăţi electrice a traductorului (rezistenţă, capacitate, inductanţa mutuală, coeficient de atenuare a radiaţiei etc.). Punerea în evidenţă a modificării *necesită existenţa unei surse exterioare de energie* (sursa de activare). Ca exemple tipice se pot cita: *termorezistenţa, transformatorul diferenţial, fotorezistenţa, piezorezistenţa, microfonul capacitiv* etc.

În cazul traductoarelor generale semnalul neelectric determină generarea unei tensiuni electromotoare, a unui curent sau a unei sarcini. Ca exemple tipice se pot cita: *termocuplul, elementul fotovoltaic, traductoarele piezoelectrice.*

Împărţirea traductoarelor în parametrice şi generatoare are o importanţă vitală din punctul de vedere al modului în care se face prelucrarea semnalului electric de la ieşirea traductorului: circuitele de prelucrare (măsurare) sunt complet diferite.

♦ **F. După forma semnalului de la ieşirea traductorului:**

- traductoare analogice
- traductoare digitale

Trebuie menţionat că din clasa traductoarelor digitale fac parte şi traductoarele cu ieşire în impulsuri (exemple tipice: traductoare temperatură-frecvenţă, forţă-frecvenţă etc.).

Ţinând cont de clasificările enumerate, se poate utiliza pentru descrierea unui traductor un set de simboluri şi notaţii generale – vezi fig.1.8. (S este semnalul, E este energia).

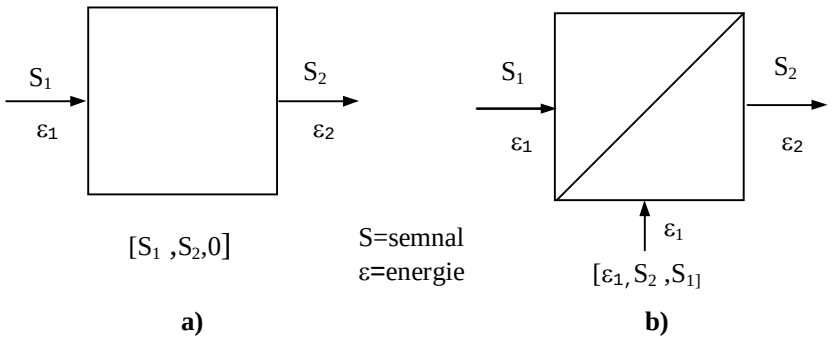


Fig.1.8. Simbolul şi notaţia generalã pentru traductor parametric (a) şi pentru un traductor general (b)

În fig.1.8.a) sunt indicate simbolul şi notaţia prescurtată pentru un traductor generator, iar în fig.1.8.b) simbolul şi notaţia prescurtată pentru un traductor parametric. De exemplu, utilizând aceste notaţii şi abrevierile din fig.1.7., un traductor fotovoltaic va fi descris de [RD, E, 0] un traductor fotoconducitv de [E, E, RD], un traductor piezoelectric de [MC, E,0],un traductor piezorezistiv de [E, E, MC], un termocuplu de [TR, E, 0], o termorezistenţă de [E, E, TR], un traductor Hall de [E, E, MG], un traductor de pH de [CH, E, 0] etc.

1.4. STRUCTURA GENERALĂ A UNUI TRADUCTOR

Considerând cazul uzual al sistemelor de reglare, mărimea de măsurat x aplicată la intrarea traductorului reprezintă parametrul reglat – temperatura, debit, presiune, nivel, viteza, etc. La ieşire traductorul furnizează valoarea mărimii măsurate y sub forma unui semnal unificat sau specializat în concordanţa cu cerinţele aparaturii de automatizare dacă aceasta nu este standardizată.

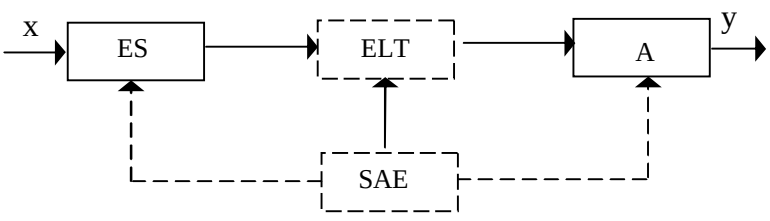


Fig.1.9. Structura generalã a unui traductor

Pentru sistemele de conducere complexă poate să apară necesitatea caracterizării procesului printr-o mărime de calitate dedusă de combinarea mai multor parametri. Obţinerea valorii acestei mărimi de calitate se realizează prin operaţii specifice măsurărilor indirecte, cel mai adesea, asupra semnalelor de ieşire de la mai multe traductoare cu aceeaşi structură din fig.1.9.

□ **Elementul sensibil** ES (denumit şi detector, captor sau senzor) este elementul specific pentru detectarea mărimii fizice pe care traductorul trebuie să o măsoare.

Mediului în care funcţionează traductorul, în afara mărimii x pe care aceasta trebuie să o convertească, îi sunt proprii numeroase alte mărimi fizice. Elementul sensibil se caracterizează prin proprietatea de a detecta numai mărimea x, eliminând sau reducând la un mini acceptabil influenţele pe care le exercită asupra sa toate celelalte mărimi fizice existente în mediul respectiv.

Sub acţiunea mărimii de intrare are loc o modificare de stare a elementului sensibil, care, fiind o consecinţă a unor legi fizice cunoscute teoretic sau experimental, conţine informaţia necesară determinării valorii acestei mărimi. Modificarea de stare presupune un consum energetic preluat de la proces. În raport cu fenomenele fizice pe care se bazează detecţia, cu puterea asociată mărimii de intrare şi sub cota din aceasta care se poate ceda fără
a-i altera valoarea, modificarea de stare se poate manifesta sub forma unui semnal la ieşirea elementului sensibil, (de exemplu, tensiunea electromotoare a unui termocuplu în funcţie de temperatură). În alte situaţii modificarea de stare are ca efect variaţii ale unor parametri de material.

□ **Adaptorul** A este cel de al doilea bloc funcţional important al traductorului. Aşa cum rezultă şi din denumirea sa, el are rolul de a adapta informaţia obţinută (simbolic) la ieşirea elementului sensibil cerinţele impuse de aparatura de automatizare care o utilizează, respectiv să o convertească sub forma impusă pentru semnalul y. Cu privire la adaptor se pot remarca unele particularităţi semnificative:

- pe partea de intrare adaptorul se caracterizează printr-o mare diversificare din necesitatea de a putea prelua variatele forme sub care pot să apară modificările de stare ale numeroaselor tipuri de elemente sensibile.

▪ pe partea de ieşire adaptoarele cuprind, îndeosebi în cazul aparaturii de automatizare standardizate, elemente constructive comune specifice generării semnalelor unificate şi care nu depind deci de tipul sau domeniul de valori al mărimii de intrare.

Funcţiile realizate de adaptor sunt complexe. Ele determină în ceea ce se înţelege în mod curent prin adaptare de nivel sau de putere (impedanţa) cu referire la semnalul de ieşire în raport cu dispozitivele de automatizare. Totodată adaptorul este cel care asigură conversia variaţilor de stare ale elementelor sensibile în semnale calibrate reprezentând valoarea mărimii de intrare. Prin urmare, se poate spune că adaptorul este elementul în cadrul căruia se efectuează operaţia specifică măsurării – comparaţia cu unitatea de măsură adoptată. Modalităţile practice de efectuare a comparaţiei pot fi diverse, ele ţinând de însăşi principiile de măsurare aplicate şi determinând diferenţieri structurale importante ale adaptoarelor. Astfel comparaţia se poate face în raport cu o mărime etalon care exercită o acţiune permanentă şi simultană cu mărimea de intrare (comparaţie simultană). În cele mai multe cazuri comparaţia este nesimultană, în sensul că mărimea etalon este aplicată din exterior iniţial, în cadrul operaţiei de calibrare, anumite elemente constructive memorând efectele sale şi utilizându-le ulterior pentru comparaţia cu mărimea de măsurat, singura care se aplică din exterior în aceste cazuri (comparaţie succesivă).

Este de semnalat că, potrivit legilor fizice pe care se bazează detecţia efectuată de elementul sensibil şi măsurarea în cadrul adaptorului, poate să apară necesitatea efectuării unor operaţii de calcul liniare (atenuare, amplificare, sumare, integrare, diferenţiere), neliniare (produs, ridicare la putere, logaritmare), sau realizării unor funcţii neliniare particulare intenţionat introduse pentru compensarea neliniarităţilor inerente anumitor componente şi asigurarea unei dependenţe liniare intrare-ieşire pentru traductor în ansamblu.

Ţinând seama de elementele constructive comune impuse de tipurile de semnale furnizate la ieşire, adaptoarele pot fi grupate în două categorii: electrice (electronice) şi pneumatice.

Forma de variaţie a semnalelor respective conduce la o altă modalitate de clasificare: *analogice* şi *numerice*. Semnalele analogice se caracterizează prin variaţii continue ale unui parametru caracteristic,

similare cu variaţiile mărimii aplicate la intrarea traductorului (mărime în mod natural continuă). Ca exemple de semnale analogice unificate pot fi citate următoarele:

- curent continuu 0,5…5mA; 2…10mA; 4…20mA;
- tensiune continuă 0…10V; 0…20V; -10…+10V;
- presiune (aer) 20…100kN/m².

Prin calibrare, intervalul de variaţie al semnalului analogic se asociază domeniul necesar al mărimii de intrare în traductor şi în consecinţă fiecărui nivel de semnal îi corespunde o valoare bine precizată (prin legea de dependenţă liniară) a mărimii măsurate.

În ultimii ani, o dată cu utilizarea mai frecventă a calculatoarelor de proces şi a echipamentelor de reglare numerică, o serie de traductoare furnizează la ieşire semnale numerice, fiind prevăzute în acest scop cu adaptoare capabile să efectueze conversia analog-numerică. Semnalele numerice se caracterizează prin variaţii discrete care permit reprezentarea într-un anumit cod a unui număr finit de valori din domeniul de variaţie continuă al mărimii de intrare. Codurile adoptate trebuie să fie compatibile cu echipamentele de reglare numerică, respectiv cu sistemele de interfaţă ale intrărilor calculatoarelor de proces, ceea ce a impus tendinţe de standardizare şi a semnalelor numerice furnizate de traductoare. Cele mai utilizate sunt următoarele coduri (cu nivele compatibile TTL):

- binar natural, cu 8; 10; 12 sau 16 biţi;
- binar codificat zecimal, cu 2, 3, sau 4 decade.

Orice traductor, indiferent de complexitate, de destinaţie sau de forma constructivă, poate fi redus la structura funcţională simplă constituită din două blocuri principale – elementul sensibil şi adaptorul. Uneori însă, particularităţi legate de aspecte tehnologice sau economice impun prezenţa şi a unor elemente auxiliare. Astfel sunt cazuri, de exemplu la măsurarea temperaturilor ridicate, când elementul sensibil nu poate fi plasat în aceeaşi unitate constructivă cu adaptorul. În asemenea situaţii apare necesitatea unor elemente de legătură pentru transmiterea stării sau a semnalului furnizat de elementul sensibil către adaptor. În general elementele de transmisie realizează conexiuni electrice, mecanice, optice sau de altă natură. Dacă mărimea generată de elementul sensibil este neadecvată pentru transmisie – de exemplu în cazul transmisiilor la mare distanţă – ele cuprind şi

componente de conversie potrivit cerinţelor impuse de canalele de transmisie .

Tot în categoria elementelor auxiliare se încadrează sursele de energie cuprinse în cadrul traductoarelor. Conversiile au loc atât în elementul sensibil, cât şi în adaptor necesită consumuri de energie care, chiar dacă principal s-ar putea obţine obţinând puterea asociată mărimii de măsurat, introduc dificultăţi de realizare a performanţelor impuse semnalului de ieşire şi de adaptare de impedanţă cu elementele receptoare. De aceea, de cele mai multe ori conversiile care au loc se fac utilizând energia furnizată de aceste surse auxiliare.

Desigur, pentru diverse cazuri particulare pot fi evidenţiate şi alte elemente auxiliare. Este de observat însă că toate acestea pot fi grupate din punct de vedere funcţional astfel încât se ajunge în ultimă instanţă tot la schema din fig.1.9., care reprezintă structura generală tipică a traductoarelor utilizate în cadrul sistemelor automate.

1.5. CARACTERISTICI ŞI PERFORMANŢE DE REGIM STAŢIONAR

Caracteristicile şi performanţele de regim staţionar se referă la situaţia în care mărimile de intrare şi de ieşire din traductor nu variază mai precis parametrii purtători de informaţie specifici celor două mărimi sunt invarianţi. Matematic aceasta se exprimă prin condiţia ca toate derivatele în raport cu timpul să fie nule pe un interval de timp concludent pentru caracterizarea comportării traductorului.

Analogia dintre traductoare şi aparatele de măsurat se referă în primul rând la funcţionarea în acest regim staţionar. Într-adevăr, indicaţia unui aparat de măsurat nu poate reda valoarea mărimii măsurate decât atunci când se menţine constantă cel puţin un timp suficient pentru a fi citită corect de către operator. Măsurările din această categorie poartă denumirea de măsurări statice.

Ele sunt cele mai frecvente întrucât, deşi nu se poate vorbi de mărimi invariante în mod absolut, un număr mare de mărimi fizice sunt caracterizate de regimuri staţionare în limite de timp care permit aprecierea valorii de către operator sau care pot fi considerate ca atare în raport cu alte criterii (de exemplu, dinamica foarte rapidă a altor elemente). În virtutea

analogiei amintite, cât şi a faptului că şi în cazul sistemelor de reglare performanţele de regim staţionar se referă de asemenea la precizia reglării, este firesc să se adopte şi pentru traductoare aceleaşi metode de caracterizare. În consecinţă, se va utiliza terminologia de *caracteristici statice*.

1.5.1. Caracteristici statice

Caracteristica statică a unui traductor este reprezentată de relaţia intrare ieşire

$$y = f(x) \qquad (1.1)$$

în care y şi x îndeplinesc cerinţele unei măsurări statice. Relaţia de dependenţă poate fi exprimată analitic sau poate fi dată grafic printr-o curbă trasată pe baza perechilor de valori (x, y).

Relaţia (1.1) redă dependenţa intrare-ieşire sub o formă idealizată. În realitate, în funcţionarea traductorului, simultan cu mărimea de măsurat x, intervin şi influenţele exercitate de mărimile perturbatoare interne şi externe, precum şi de eventualele reglaje sau comenzi (fig.1.10.)

Reglajele $c_1, c_2 ... c_q$ nu provoacă modificări nedorite ale caracteristicii statice ideale, ci ele servesc tocmai pentru obţinerea unei caracteristici adecvate domeniului de variaţie al mărimii de măsurat şi condiţiilor de funcţionare în vederea asigurării performanţelor impuse.

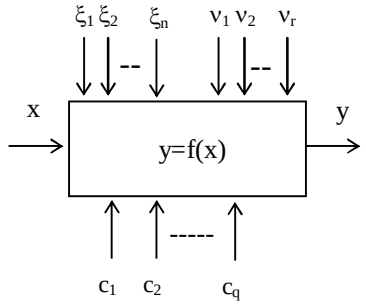


Fig. 1.10. Schema funcţională restrânsă a unui traductor

Ca exemple de reglaje se pot menţiona: alegerea domeniului, respectiv a sensibilităţii, calibrarea internă, reglarea zeroului, echilibrarea la comparaţia simultană, etc. Ele pot fi aplicate fie iniţial de către operator, fie pe parcursul funcţionării de către dispozitive de automatizare.

Dimpotrivă, mărimile perturbatoare, atât cele externe cât şi cele interne au efecte nedorite, a căror consecinţa este o dependenţă reală mai mult sau mai puţin diferită de cea ideală.

Mărimile perturbatoare externe cele mai importante sunt de natura unui factor de mediu, temperatură, presiune, umiditate, intensitatea câmpurilor electrice sau magnetice, etc. Ele pot acţiona atât asupra elementelor constructive ale aparatului, cât şi asupra mărimii de măsurat.

Mărimile perturbatoare interne care se manifestă cel mai frecvent sunt zgomotele generate de rezistoare, de semiconductoare, frecările în lagăre, modificarea proprietăţilor materialelor prin îmbătrânire, variaţii ale parametrilor surselor de alimentare, etc.

Mărimile perturbatoare determină abateri de la relaţia de dependenţă reală. Aceste abateri constituie sursele aşa-numitelor erori de influenţă. Ca urmare caracteristica statică reală a unui traductor este descrisă printr-o funcţie de forma:

$$y = f(x;\xi_1,\xi_2,...,\xi_n;\nu_1,\nu_2,...,\nu_n) \qquad (1.2)$$

Este de observat că ceea ce generează erori sunt variaţiile mărimilor perturbatoare şi nu valorile lor absolute, care dacă ar rămâne constante ar putea fi luate în considerare ca atare în expresia caracteristicii. De aceea, pentru a evidenţia modul în care ele se reflectă la ieşire, admiţând că variaţiile respective sunt relativ reduse, se dezvoltă în serie relaţia (1.2) rezultând:

$$\Delta x \approx \frac{\partial f}{\partial x}\Delta x + \frac{\partial f}{\partial \xi_1}\Delta\xi_1 + ... + \frac{\partial f}{\partial \xi_n}\Delta\xi_n + \frac{\partial f}{\partial \nu_1}\Delta\nu_1 + ... + \frac{\partial f}{\partial \nu_n}\Delta\nu_n \qquad (1.3)$$

în care s-au neglijat termenii corespunzători derivatelor de ordin superior, care apar multiplicaţi cu puteri sau produse ale variaţiilor considerate.

Derivatele de ordinul întâi din relaţia precedentă au semnificaţiile unor sensibilităţi. Astfel $\frac{\partial f}{\partial x}$ reprezintă sensibilitatea utilă traductorului, pe când celelalte $\frac{\partial f}{\partial \xi_i}$ şi $\frac{\partial f}{\partial \nu_i}$ sunt nişte sensibilităţi parazite. Cu cât sensibilitatea utilă va fi mai mare, iar cele parazite vor fi mai reduse, cu atât caracteristica reală este mai apropiată de cea ideală. Acele sensibilităţi parazite care se menţin la valori ridicate impun introducerea de dispozitive de compensare automată.

Prin concepţie şi prin construcţie, traductoarele se realizează astfel ca mărimile de influenţă să determine efecte minime, care permit să se

considere valabilă caracteristica statică ideală y=f(x) în limitele unei erori tolerate.

În conformitate cu ipoteza de liniaritate şi admiţând că influenţele mărimilor perturbatoare nu depăşesc eroarea tolerată, forma uzuală pentru caracteristica statică a traductoarelor analogice este

$$y = k(x - x_0) + y_0 \qquad (1.4)$$

sau

$$y - y_0 = k(x - x_0) \qquad (1.5)$$

în care x_0 şi y_0 pot lua valori pozitive sau negative inclusiv zero.

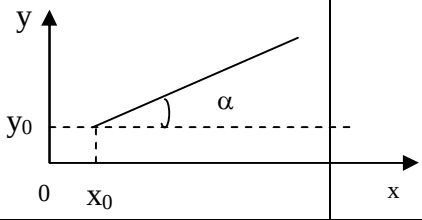
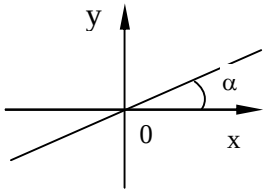
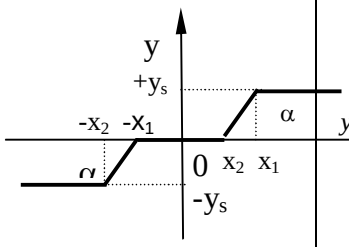
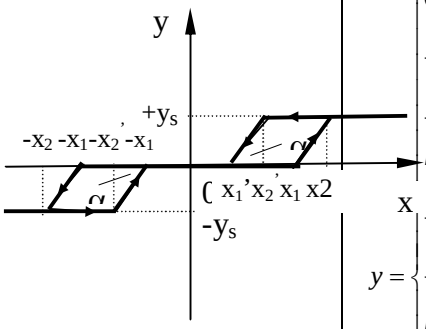
Caracteristicile statice liniare sunt tipice pentru traductoare şi numai în cazuri cu totul particulare pot apărea, datorită unor cerinţe impuse de sistemul automat, caracteristici neliniare. În tabelul (1.1) sunt reprezentate grafic unele variante de caracteristici statice.

Pentru traductoarele cu ieşiri numerice, caracteristica statică este cvasiliniară, având forma din fig.1.11. Reprezentarea este pur convenţională, graficul corespunzând echivalentului în sistemul de numerotare zecimal al codului redat de semnalul de ieşire pentru diverse valori ale mărimii de intrare, considerând un interval de cuantificare Δx. Dacă se unesc punctele mijlocii ale nivelelor corespunzătoare diverselor succesiuni de valori cuantificate rezultă o dreaptă. Se deduce astfel că, exceptând discontinuităţile introduse de operaţia de cuantificare, care pot fi reduse la valori tolerate prin reducerea intervalului Δx, caracteristica statică a unui traductor cu semnal de ieşire numeric poate fi socotită liniară (bineînţeles că aceasta presupune că şi elementele analogice indispensabile trebuie să fie liniare).

Tabelul 1.1

Tipuri de caracteristici statice

Tipul caracteristicii	Reprezentarea graficã	Expresia analiticã

a) liniarã unidirec-ţionalã		$y=k(x-x_0)+y_0$ x/ x_0 k=tg α
b) propor-ţionalã bidirecţio-nalã		y=kx k=tg x
c) liniarã pe porţiunii, cu zonã de insensibili-tate şi saturaţie		$y=\begin{cases}0,\ pentru\ -x<x<+x_1\\ k(x\pm x_1)\ ptr.\begin{cases}-x_2\le x\le -x_1\\ +x_1\le x\le +x_2\end{cases}\\ -y,\ ptr\quad x<-x_2\\ +y,\ ptr\quad x>+x_2\end{cases}$
d) liniarã pe porţiunii, cu zonã de insensibilita-te saturaţie şi histerezis		$y=\begin{cases}0,\ pentru\\ -x_1'<\overrightarrow{x}<0,0<\overrightarrow{x}<+x_1\\ -x_1<\overleftarrow{x}<0,0<\overleftarrow{x}<-x_1'\\ k(x\pm x_1)\ pentru\\ -x_2\le\overrightarrow{x}\le -x_1\\ +x_1\le\overrightarrow{x}\le +x_2\\ k(x\pm x_1')\ pentru\\ -x_2'\le\overrightarrow{x}\le -x_2'\\ +x_1'\le\overleftarrow{x}\le +x_2'\\ -y,\ ptr\quad \overleftarrow{x}<-x_2;\overrightarrow{x}<-x_2'\\ +y,\ ptr\quad \overrightarrow{x}>+x_2;\overleftarrow{x}>+x_2'\end{cases}$

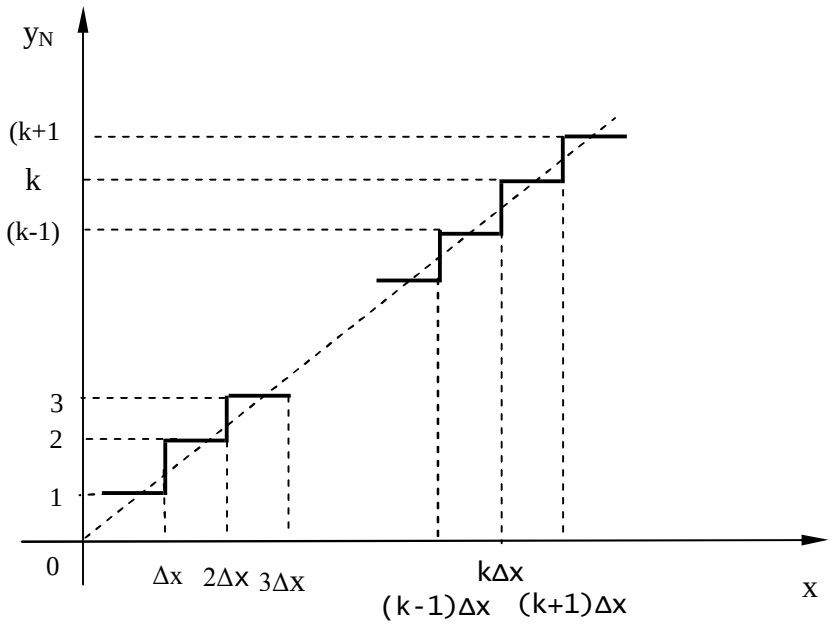


Fig.1.11. Caracteristica staticã pentru traductoare cu ieşiri numerice

Caracteristicile statice stau la baza definirii mai multor indicatori de performanţă pentru regimul staţionar al traductoarelor. Cunoaşterea caracteristicilor statice reale permite să se aprecieze în ce măsură aceşti indicatori sunt satisfăcuţi, respectiv să se evalueze calitatea traductoarelor.

1.5.2. Domeniul de măsurare

Domeniul de măsurare se exprimă prin intervalul $x_{\min} - x_{\max}$ în cadrul căruia traductorul permite efectuarea corectă a măsurării. Domeniul de măsurare se situează, de regulă, pe caracteristica statică în zona în care aceasta este liniară. Valorile limită minime atât la intrare $x_{\min}$, cât şi la ieşire $y_{\min}$ pot fi zero sau diferite de zero, de aceeaşi polaritate sau de polaritate opusă limitei maxime. Pentru traductoarele cu semnal unificat se întâlnesc

cazuri în care $y_{min} \neq 0$ pentru x_{min}=0, precum şi situaţia inversă y_{min}=0 chiar dacă $x_{min} \neq 0$, din raţiuni practice care se vor expune ulterior.

Atunci când limita inferioară de măsurare este zero, se înţelege de fapt valoarea minimă determinată de pragul de sensibilitate al traductorului. Evident că aceasta va fi măsurată cu o eroare foarte mare. De aceea, în unele cazuri domeniul de măsurare se defineşte pentru intervalul în care eroarea rămâne în limite admisibile. În acest sens anumite tipuri de traductoare au caracteristici statice cum este cea din tabelul 1.1.c, denumite ca *zonă de insensibilitate*. Variaţiile mărimii de intrare în intervalul de insensibilitate nu produc nici un efect asupra semnalului de ieşire.

Este de observat şi faptul că la traductoarele cu semnal unificat, la ieşire limitele y_{min}, y_{max} se menţin aceleaşi indiferent de limitele x_{min}, x_{max}.

1.5.3. Sensibilitatea

Sensibilitatea traductorului este reprezentată de componenta utilă din (1.3). În condiţiile în care se consideră sensibilităţile parazite neglijabile, admiţându-se caracteristica statică ideală *y=f(x)*, sensibilitatea este dată de derivaţia funcţiei *f(x)*. Pentru variaţii mici Δx, Δy, sensibilitatea se defineşte prin raportul între variaţia ieşirii şi variaţia corespunzătoare a intrării.

Sensibilitatea se poate exprima uşor în cazul unei caracteristici statice, liniare, întrucât ea este reprezentată de coeficientul unghiular al dreptei. Cu referire la relaţia (1.4) rezultă:

$$S = \frac{dy}{dx} = \frac{\Delta y}{\Delta x} = K = tg\alpha \tag{1.6}$$

sau, sub formă în care intervine domeniul de măsurare

$$S = \frac{y_{max} - y_{min}}{x_{max} - x_{min}}. \tag{1.7}$$

Facilitatea exprimării sensibilităţii pentru traductoarele cu caracteristici statice liniare se datoreşte faptului că este aceeaşi (constantă) în întreg domeniul de măsurare. Pentru o caracteristică statică neliniară se pot defini numai valori locale ale sensibilităţii sub forma

$$S_i = \left.\frac{dy}{dx}\right|_{x=x_i} \approx \left.\frac{\Delta y}{\Delta x}\right|_{x=x_i} \tag{1.8}$$

în care Δx şi Δy sunt variaţii reduse în jurul punctului de coordonate x_i, y_i. Sensibilitatea sub forma dată de (1.8) se numeşte şi *sensibilitate diferenţială*.

Din relaţiile (1.6), (1.7) sau (1.8) rezultă că sensibilitatea este o mărime ale cărei dimensiuni depind de cele ale mărimilor de intrare şi de ieşire, iar valoarea sa depinde de unităţile de măsură utilizate pentru mărimile respective.

În cazurile caracteristicilor liniare la care mărimile de intrare şi de ieşire sunt de aceeaşi natură, dacă sensibilitatea are valori supraunitare, se numeşte *factor de amplificare* şi dacă este subunitară *factor de atenuare*. Aceşti factori sunt adimensionali şi sunt larg utilizaţi pentru caracterizarea aparaturii electronice.

Atunci când domeniul mărimii de intrare este foarte extins, amplificarea sau atenuarea se prezintă prin logaritmul raportului dintre valorile mărimilor de ieşire şi de intrare

$$A = 20 \log \frac{y}{x}$$

şi se exprimă în decibeli (dB).

Uneori se foloseşte aşa-numita *sensibilitate relativă*, care este dată de raportul între variaţia relativă a mărimii de ieşire pentru o variaţie dată a mărimii de intrare

$$S_r = \frac{\Delta y / y}{\Delta x / x} \tag{1.9}$$

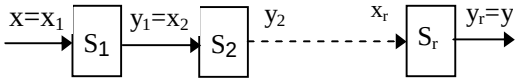
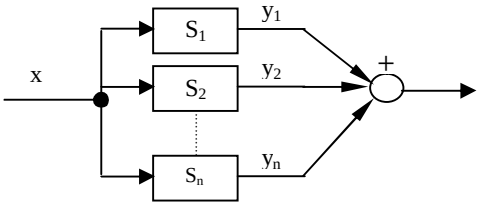
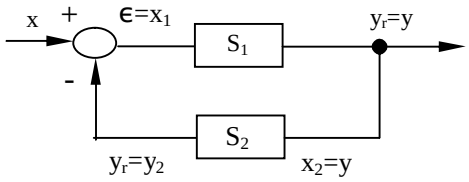
Sensibilitatea relativă se exprimă printr-un număr fără dimensiuni şi valoarea sa nu depinde de sistemul de unităţi. Ca urmare, este utilă la compararea traductoarelor atunci când ele au domenii diferite.

Sensibilitatea unui traductor este determinată de sensibilităţile elementelor componente şi de modul în care acestea se combină în cadrul schemei structurale. Unul dintre avantajele elementelor cu caracteristici liniare este acela că sensibilitatea totală (intrare-ieşire) se poate deduce uşor din sensibilităţile parţiale, care sunt constante în domeniul de funcţionare. Relaţiile referitoare la deducerea sensibilităţii totale S pentru câteva scheme

tipice de conectare a elementelor componente cu caracteristici liniare sunt expuse în tabelul 1.2.

Tabelul 1.2.

Exemple de deducere a sensibilităţii totale pentru conexiuni tipice

Tipul conexiunii	Schema	Expresia sensibilităţii totale
a) scrie		$S = \prod_{i=1}^{n} S_i$
b) paralel		$S = \sum_{i=1}^{n} S_i$
c) conexiune cu reactie negativã		$S = \frac{S_1}{1 + S_1 S_2}$

În cazul conexiunii cu reacţie negativă (tabelul 1.2.c), deoarece de regulă $s_1 >> 1$ se poate face aproximarea:

$$S \approx \frac{1}{s_1} \tag{1.10}$$

de unde se vede că sensibilitatea elementului de pe reacţie este determinată în stabilirea sensibilităţii pe ansamblu.

Din tabelul 1.2. se observă că sensibilitatea totală la primele structuri depinde de toate sensibilităţile parţiale şi orice abatere a uneia dintre acestea

de la valoarea fixată (prin calibrare) conform caracteristicii ideale se manifestă sub forma unei erori.

Structura în circuit închis cu reacţie negativă are avantajul că sensibilitatea este condiţionată practic numai de precizia şi stabilitatea caracteristicii unui singur element, cel de reacţie. Elementul (sau elementele în serie) de pe legătura directă poate fi supus unor influenţe perturbatoare fără ca aceasta să determine erori la ieşire.

1.5.4. Rezoluţia

Anumite tipuri de traductoare au caracteristici statice care nu sunt perfect netede. Ca urmare, la variaţii continue ale mărimii de intrare în domeniul de măsurare, semnalul de ieşire se modifică prin salturi având valori bine precizate (variază discret). Intervalul maxim de variaţie al mărimii de intrare necesar pentru a determina apariţia unui salt de la semnalul de ieşire se numeşte *rezoluţie*.

Rezoluţia este utilizată, îndeosebi, în cazul traductoarelor cu semnale de ieşire numerice, a căror caracteristică statică variază în trepte aşa cum s-a arătat în fig.1.11. Rezoluţia în acest caz este reprezentată de intervalul de cuantificare Δx al mărimii de intrare şi pentru un domeniu de măsurare fixat ea stabileşte numărul de nivele analogice care pot fi reprezentate de semnalul de ieşire. La traductoarele numerice rezoluţia se exprimă comod prin numărul de biţi. De exemplu pentru un semnal de ieşire în cod binar natural având 10 biţi, se deduce că domeniul de măsurat $x_{\max} - x_{\min}$ este cuantificat în $2^{10} = 1024$ nivele posibile (inclusiv zero), ceea ce conduce la o rezoluţie de $\approx 0{,}1\%$ din valoarea domeniului.

Rezoluţia reprezintă un indicator de performanţă în cazul unor traductoare considerate de obicei analogice, cum sunt de exemplu traductoarele de deplasări liniare sau unghiulare bobinate, la care variaţiile de rezistenţă (respectiv de tensiune la montaje potenţiometrice) prezintă un salt la trecerea cursorului de pe o spirală pe alta.

Rezoluţia poate să nu fie aceeaşi pe întreg domeniul de măsurare. În asemenea cazuri se ia în considerare fie valoarea maximă a rezoluţiei, fie o valoare medie (atunci când diferenţele nu sunt prea mari), exprimate prin procente din domeniu.

1.5.5. Pragul de sensibilitate

Pragul de sensibilitate se defineşte ca fiind cea mai mică variaţie a mărimii de intrare care poate determina o variaţie sesizabilă (măsurabilă) a semnalului de ieşire.

Pragul de sensibilitate este important întrucât condiţionează variaţiile minime la intrare care pot fi măsurate prin intermediul semnalului de ieşire.

Principalii factori care determină pragul de sensibilitate sunt fluctuaţiile datorate perturbaţiilor interne şi externe : aşa numitul zgomot în circuitele electrice, frecări statice şi jocurile în angrenaje pentru dispozitive mecanice.

Pentru exemplificare, trebuie arătat că în cazul traductoarelor electrice şi electronice, pragul de sensibilitate nu poate fi coborât sub o anumită limită impusă de zgomotul de agitaţie termică, denumit zgomot propriu. La acesta se mai adaugă, în condiţii normale de funcţionare, zgomotul produs de fluctuaţiile menţionate, denumit zgomot instrumental. Considerând un aparat electronic ideal, la care zgomotul instrumental este nul, se defineşte, pentru cele reale, aşa numitul factor de zgomot *F*, prin raportul între puterea totală de zgomot şi puterea de zgomot propriu

$$F = \frac{P_{zp} + P_{zi}}{P_{zp}} = \left(1 + \frac{P_{zi}}{P_{zp}}\right) \tag{1.11}$$

unde P_{zp} este puterea de zgomot propriu, iar P_{zi} este puterea de zgomot instrumental.

Factorul *F* este supraunitar şi poate lua valori de la ordinul unităţilor şi zecilor pentru aparatele electronice prevăzute cu amplificatoare de calitate, până la ordinul sutelor pentru cele de uz curent.

Semnificaţiile noţiunilor de sensibilitate, rezoluţie şi prag de sensibilitate pot fi acum mai bine înţelese dacă rezoluţia se priveşte ca o caracteristică de ieşire a aparatului, sensibilitatea ca o caracteristică de transfer, iar pragul de sensibilitate ca o caracteristică de intrare.

Calitatea traductoarelor este cu atât mai bună cu cât sensibilitatea este mai mare, iar rezoluţia şi pragul de sensibilitate sunt mai reduse.

1.5.6. Liniaritatea

În construcţia aparatelor şi instalaţiilor de măsurare se manifestă tendinţa generală de a realiza o caracteristică liniară a mărimii de ieşire în funcţie de mărimea de intrare măsurată. Prin aceasta se simplifică conversiunea deplasării sistemului indicator al aparatului în unităţi ale mărimii fizice măsurate; în cazul cel mai favorabil, când curba de etalonare trece prin origine, conversiunea se face prin simpla înmulţire cu o constantă. Citirea între diviziunile scării aparatului este cu mult mai uşoară dacă se poate aplica o interpolare liniară. De asemenea, dificultatea analizei răspunsului unui sistem de aparate se reduce mult dacă aparatele componente au caracteristici liniare.

La aparatele cu caracteristică nominală liniară, se specifică abaterile caracteristicii reale faţă de linia dreaptă de referinţă. Există două modalităţi de definire a abaterii de la liniaritate:

- **a**. se determină raportul între abaterea maximă şi domeniul de măsurare, considerate după direcţia aceleaşi axe de coordonate (fig.1.12.a);
- **b**. se determină valoarea maximă a raportului între abatere şi valoarea corespunzătoare a mărimii măsurate (fig.1.12.b).

După prima definiţie, abaterea absolută este constantă, pe întregul domeniu de măsurare, astfel că la valori mici ale mărimii măsurate, o abatere de la liniaritate de 1% din domeniu reprezintă în realitate 10% din valoarea măsurată. A doua definiţie semnifică o precizare mai severă a abaterii de la liniaritate; dacă se specifică de exemplu o abatere de 2%, aceasta nu este depăşită în nici un punct al domeniului de măsurare.

1.5.7. Precizia

1.5.7.1. Erori de măsurare, definiţii, clasificări.

Diferenţa dintre rezultatul măsurării şi valoarea reală este denumită *eroare de măsurare* şi este evident că din punct de vedere calitativ măsurările sunt cu atât mai bune cu cât erorile respective sunt mai mici.

Definiţia de mai sus a erorii de măsurare este importantă prin scopul ei conceptual. Ea nu are însă caracter aplicativ direct întrucât valoarea reală nefiind accesibilă, nici eroarea corespunzătoare rezultatului unei măsurări

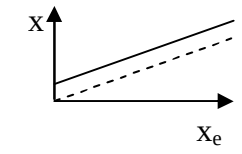
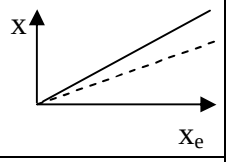
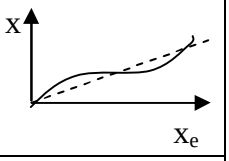
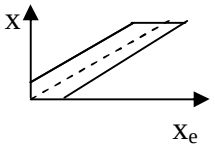
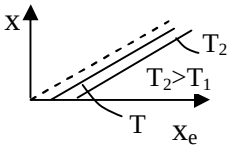
individuale nu poate fi riguros determinată. Există însă posibilitatea ca, fie prin prelucrarea unui număr mare de rezultate individule, fie pe baza unor indicatori de calitate ai aparatelor şi metodelor de măsurare să se evalueze, cu o anumită probabilitate, valori limită ale erorilor pentru categoria respectivă de măsurări. Prin intermediul acestor erori limită rezultatul unei măsurări permite determinarea unui interval în care, cu probabilitatea respectivă, poate fi localizată valoarea reală a mărimii măsurate. Intervalul astfel obţinut, împreună cu probabilitatea asociată, exprimă incertitudinea cu care rezultatul măsurării reprezintă valoarea reală. Pe această cale se poate ajunge la exprimarea cantitativă a celui mai important indicator de calitate al măsurării – *precizia*.

Astfel, se poate afirma că precizia este cu atât mai bună cu cât, pentru o probabilitate dată, intervalul în care se situează valoarea reală este mai restrâns.

Este de observat că însăşi elementul sensibil al unui aparat de măsurat sau traductor exercită o acţiune asupra valorii reale a mărimii de măsurat, astfel încât valoarea efectiv convertită (denumită valoare disponibilă) diferă de cea reală prin ceea ce se numeşte *eroarea de interacţiune*. Erori de interacţiune pot apărea şi între diversele elemente componente din structura unui traductor.

O altă sursă de erori o constituie determinarea imperfectă a caracteristicilor statice. Din comoditate sau din necunoaştere, la stabilirea pe cale teoretică acestea sunt idealizate prin ignorarea anumitor factori care le pot influenţa. În cazurile în care aceste caracteristici sunt deduse experimental prin utilizarea de etalonare, acestea, la rândul lor, au o precizie limitată, iar condiţiile reale de utilizare pot diferi de cele corespunzătoare etalonării. Erorile din această categorie poartă denumirea de *erori de model* .

Variaţiile mărimilor perturbatoare pot reprezenta de asemenea o cauză de erori. Un model de caracteristică statică la care s-au neglijat influenţele mărimilor perturbatoare poate fi corect pentru variaţii mici ale acestora, dacă devine inacceptabil la variaţii mari care nu pot fi compensate. Erorile provenite din astfel de cauze sunt denumite *erori de influenţă*.

Denumirea	Definiţie	Exemplu
Eroare de zero	Eroare independentă de valoarea măsurată	
Eroare de proportionalitate	Eroare care creşte proporţional cu valoarea măsurată	
Eroare de liniaritate	Eroare care exprimă abaterea faţă de caracteristica nominală	
Eroare de histerezis	Eroare care depinde de stările anterioare ale aparatului (diferenţa dintre caracteristica în sens crescător şi în sens descrescător)	
Derivă	Eroare provenită din deplasarea în timp a caracteristicii reale paralel cu caracteristica nominală	

x_e - valoarea mărimii de măsurat ; x - valoarea indicată de aparat ;
caracteristica realã $x=f(x_e)$; caracteristica nominalã $x = f(x_e)$

Fig.1.13. Tipuri de erori instrumentale sistematice

O componentă principală a erorii care afectează procesul de măsurare o constituie *eroarea instrumentală* care este eroarea proprie a mijlocului de măsurare. Eroarea instrumentală are două componente: *eroarea de justeţe* şi *eroarea de repetabilitate* (sau fidelitate) şi în consecinţă, precizia instrumentală are două componente: justeţea şi repetabilitatea.

Eroarea de justeţe reprezintă abaterea valorii medii a unui număr mare de valori indicate de mijlocul de măsurare faţă de valoarea adevărată a mărimii măsurate. Justeţea este descrisă de erorile de justeţe care reprezintă erorile instrumentale sistematice fiind datorată: calibrării, derivei în timp, derivei cu temperatura. Principalele tipuri de erori sistematice sunt indicate în (fig.1.13).

Eroarea de repetabilitate este abaterea rezultatului unei măsurări individuale faţă de valoarea medie a indicaţiilor. Repetabilitatea este descrisă de erorile de repetabilitate care reprezintă erorile instrumentale aleatoare.

În raport cu proprietăţile lor generale, prin intermediul cărora se pot stabili formalizări matematice şi exprimări cantitative, se utilizează următoarele criterii de clasificare a erorilor de măsurare:

□ **a.** caracterul variaţiilor şi valorile pe care le pot lua, în funcţie de care se deosebesc: *erori sistematice, erori aleatoare şi erori grosiere sau inadmisibile;*

□ **b.** mărimea de referinţă, în raport cu care se disting *erori reale şi erori convenţionale;*

□ **c.** modul de exprimare valorică, prin care se face deosebirea între *erori absolute şi erori relative.*

Erorile sistematice se caracterizează prin aceea că se produc în acelaşi sens în condiţii neschimbate de repetare a măsurării şi au valori constante sau variabile după o lege determinată în raport cu sursele care le generează.

Erorile aleatoare (întâmplătoare sau accidentale), spre deosebire de cele sistematice, la repetarea măsurătorilor în condiţii identice apar diferite atât ca sens cât şi valoare, variind în mod imprevizibil ele au caracterul de variabile aleatoare.

Separarea în cele două categorii are în principal un caracter metodologic, măsurările fiind în general afectate de ambele tipuri de erori. Erorile sistematice pot fi în multe cazuri evidenţiate prin analiza procesului de măsurare (a modelului şi mărimilor care le caracterizează), fiind posibilă determinarea lor prin calcule sau procedee experimentale, pe când cele aleatoare pot fi numai estimate pe baza unor măsurări repetate.

Erorile grosiere conduc la denaturări ale rezultatelor făcându-le să difere apreciabil de valorile reale. Ele sunt denumite şi *inadmisibile,* întrucât

rezultatele afectate de asemenea erori nu pot fi luate în considerare. Erorile grosiere pot proveni din funcţionări incorecte ale aparatelor sau din aplicarea greşită a metodelor de măsurare.

În determinările cantitative ale erorilor de măsurare se utilizează următoarele moduri de măsurare valorică a acestora:

▪ **a.** *eroarea reală* a unei măsurări individuale se numeşte diferenţa ΔX_i între valoarea măsurată X şi valoarea reală sau măsurată X_e a mărimii respective

$$\Delta X_i = X - X_e \tag{1.12}$$

Întrucât, aşa cum s-a arătat, valoarea reală X nu poate fi cunoscută (cu excepţia situaţiilor în acre valoarea respectivă este de natură primară, dată prin definiţie, sau decurgând dintr-un postulat, înseamnă că nici eroarea reală ΔX_i nu poate fi obţinută cu relaţia (1.12).

În calculul practic al erorilor în locul lui X se ia o valoare de referinţă ν, astfel aleasă încât să fie cât mai apropiată de valoarea reală. Valoarea de referinţă are un caracter convenţional şi se numeşte uneori *valoarea reală convenţională.* În funcţie de necesităţi şi de posibilităţi, ea poate rezulta din aplicarea unei metode mai perfecţionate decât în cazul măsurării individuale considerate, poate fi valoarea medie a mai multor măsurări asupra aceleaşi mărimi, sau se poate adopta pe baza altor informaţii care atestă apropierea de x.

Pe această bază se poate defini *eroarea convenţională* a unei măsurări individuale ca fiind diferenţa Δv_i între valoarea măsurată v şi valoarea de referinţă admisă v_e

$$\Delta v = v - v_e \tag{1.13}$$

Erorile Δx_i şi Δv_i pot avea valori pozitive sau negative şi se exprimă în aceleaşi unităţi de măsură ca v_i. Prin faptul că au asociată o dimensiune sunt denumite şi *erori absolute.*

▪ **b.** *eroarea relativă* – reală sau convenţională – a unei măsurări individuale se defineşte ca raportul între eroarea reală ΔX_i şi valoarea adevărată X, respectiv între eroarea convenţională Δv_i şi valoarea de referinţă v.

$$\Delta X_r = \frac{\Delta X_i}{X_e} = \frac{X - X_e}{X_e} \tag{1.14}$$

$$\Delta v_r = \frac{\Delta v_i}{v_e} = \frac{v - v_e}{v_e} \tag{1.15}$$

Erorile relative fiind nişte rapoarte sunt exprimate prin numere fără dimensiune. Erorile relative sunt mai avantajoase în anumite cazuri pentru aprecierea preciziei, întrucât înglobează şi informaţiile cu privire la valoarea mărimii măsurate.

▪ **c.** *eroarea admisibilă* sau *tolerată* reprezintă valoarea limită a erorii specificată pentru o metodă sau un aparat, care nu poate fi depăşită în condiţii corecte de utilizare. Erorile admisibile sau tolerate sunt exprimate sub formă absolută sau relativă, în funcţie de particularităţile metodelor de măsurare.

Eroarea admisibilă are semnificaţia unui indicator cantitativ al preciziei. Într-adevăr, dacă este cunoscută eroarea admisibilă absolută ΔX_{ad}, de valoarea constantă şi care satisface condiţia $\Delta X \le \Delta X_{ad}$ pentru oricare dintre rezultatele v, intervalul în care se află valoarea reală X a mărimii de măsurat este determinat cu probabilitate 1, conform relaţiei

$$x \in \left[v - \Delta x_{ad}, v + \Delta x_{ad}\right] \tag{1.16}$$

care poate fi exprimată sub alte forme

$$V - \Delta X_{ad} \le X \le V + V_{ad} \tag{1.17}$$

sau

$$X = V \pm \Delta X_{ad} \tag{1.18}$$

▪ **d.** *Corecţia c* este altă noţiune care se defineşte în legătură cu erorile de măsurare. Valoarea măsurată v_i poate fi ameliorată dacă se pot determina, ca valoare şi semn, anumite erori cum sunt, de exemplu, unele erori sistematice. În aceste condiţii corecţia c este dată de valoarea cu semn schimbat a erorii cunoscute Δv

$$c = -\Delta v \tag{1.19}$$

Valoarea corectă v_c se obţine prin adunarea corecţiei c la rezultatul măsurării v

$$v_c = v + c \tag{1.20}$$

1.5.7.2. Indicatori de precizie pentru traductoare

Indicatorul esenţial pentru exprimarea cantitativă a preciziei traductoarelor îl constituie eroarea *admisibilă sau tolerată*, obţinută prin însumarea unor componente elementare de eroare, unele determinate de erorile sistematice, care reflectă cantitatea denumită *justeţe* şi altele datorate erorilor aleatoare prin care se evidenţiază calitatea de *fidelitate* sau *repetabilitate.*

Erorile admisibile sunt date sub formă normală, adică rapoarte la anumite condiţii de utilizare a aparatelor. În scopul normării se face separarea în *erori de bază*, denumite şi *erori intrinseci*, şi *erori suplimentare* sau de *influenţă*.

Erorile intrinseci ale traductoarelor sunt cele care apar în condiţii de referinţă – adică pentru valori date ale factorilor de mediu (temperatură, umiditate, câmpuri electrice, magnetice), efecte de interacţiune redusă, prevederi speciale pentru alimentare, conectare, poziţie, etc. Toate acestea sunt prescrise în norme sau standarde atunci când au un caracter general, fie în documentaţia de însoţire.

Întrucât variaţiile mărimilor de influenţă se situează în aceste condiţii de referinţă în plaje înguste de valori, acţiunea lor este redusă şi astfel erorile intrinseci sunt în esenţă erori proprii de aparat. Ele sunt denumite erori sistematice necontrolabile. Atributul de sistematice trebuie interpretat în sensul că nu se pot situa în afara unui interval fixat $[-\Delta s, +\Delta s]$, cel de necontrolabile prin aceea că în cadrul intervalului menţionat pot avea orice valoare (cu aceeaşi probabilitate).

Erorile suplimentare sunt cele provocate de variaţia mărimilor de influenţă în afara limitelor prevăzute de condiţiile ale acestora. Normarea sub formă de creare absolută se practică mai rar (la etaloane fixe) şi se exprimă sub forma

$$\Delta x_{ad} = \pm a \qquad (1.21)$$

unde a este o mărime constantă a cărei valoare este dată în aceleaşi unităţi cu măsurandul.

Exprimarea erorii admisibile sub forma de eroare relativă se aplică atunci când eroarea absolută variază în funcţie de valoarea măsurandului, de regulă este proporţională cu aceasta. În asemenea cazuri eroarea relativă este constantă pe întreg domeniul. Acest mod de normare, independent de

domeniu, este util pentru aparate care cuprind etaloane variabile în raport cu care se modifică intervalul de măsurare. În această categorie intră de exemplu punţile pentru rezistenţe şi compensatoarele de c.c.

Eroarea tolerată sub forma relativă este dată de obicei procentual

$$\Delta x_{adr} = \frac{\Delta x_{ad}}{x_e} 100 = \pm b[\%] \tag{1.22}$$

unde *b* este un număr adimensional, pozitiv, constant.

Pentru specificarea erorii tolerate în acele cazuri când eroarea absolută a aparatului se menţine la o valoare constantă într-un domeniu fixat, se utilizează o formă specială de normare a erorii relative denumită *eroare raportată*. Acest mod de normare se aplică la marea majoritate a traductoarelor, întrucât el permite compararea şi coordonarea, din punct de vedere a preciziei, independent de natura mărimii măsurate, de unitatea de măsură adoptată şi de intervalul de măsurare.

Eroarea raportată Δx_{adR} se exprimă prin raportarea erorii absolute constante la o valoare convenţională x_c şi se dă de asemenea în procente

$$\Delta x_{adR} = \frac{\Delta x_{ad}}{x_c} * 100 = \pm c[\%] \tag{1.23}$$

unde *c* este un număr adimensional, iar x_c poate avea următoarele semnificaţii:

- limita superioară a domeniului $x_{\max}$, atunci când limita inferioară este zero;
- diferenţa algebrică a celor două limite $x_{\max} - x_{\min}$ (sau cea mai mare în valoare absolută atunci când au semne diferite);
- valoarea nominală a măsurandului, atunci când este specificată o asemenea valoare (măsurarea se referă în asemenea cazuri la abateri faţă de valoarea nominală).

Eroarea tolerată se exprimă sub forma de combinaţii de erori relative şi raportate în cazurile în care eroarea absolută de aparat are atât o componentă constantă independentă de valoarea măsurată, cât şi o componentă variabilă proporţională cu aceasta. Aceasta formă combinată se aplică mai ales traductoarelor analogice funcţionând pe principiul compensării automate.

Expresia erorii tolerate combinate este aceea a unei erori relative

$$\Delta x_{adR} = \pm\left(b + c\frac{x_{\max}}{x_e} \right)[\%] \qquad (1.24)$$

unde *b* şi *c* au semnificaţii similare cu cele menţionate mai sus şi valorile lor sunt specificate uneori sub denumirile (improprii) de eroare din cap de scară.

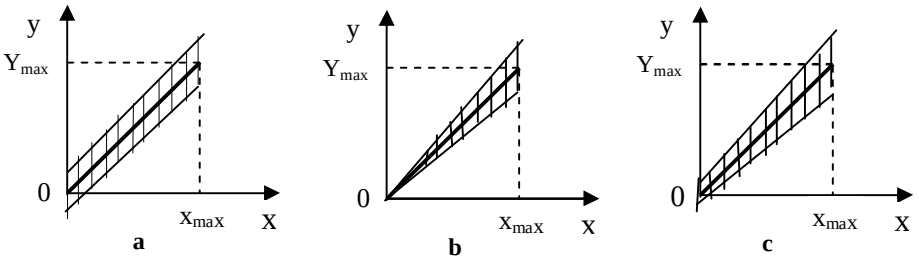


Fig. 1.14. Zonele de incertitudine pentru caracteristica statică în raport cu modurile de exprimare a erorii admisibile: a) eroare absolută constantă ; b) eroare relativă constantă ; c) eroare absolută constantă +eroare relativă constantă

În fig.1.14. sunt reprezentate modurile în care cele trei forme de exprimare a erorii admisibile determină zonă de incertitudine pentru caracteristica statică, respectiv cum se reflectă ele (în valori absolute) asupra ieşirii.

În scopul unificării reprezentării cantitative a preciziei traductoarelor, similar ca la aparatele de măsurat, indiferent de modul în care este exprimată eroarea tolerată, se utilizează indicatorul *denumit clasă de precizie*.

Clasa de precizie pentru cazurile în care se normează eroarea raportată are semnificaţia erorii tolerate intrinseci (în condiţii de utilizare specificate). Ca urmare clasa este dată în procente, valorile sale (denumite uneori şi indice al clasei de precizie) uzuale pentru traductoare fiind 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 2,5. Pentru determinarea erorii totale a traductorului, în condiţii reale de funcţionare, atunci când ele sunt diferite de cele corespunzătoare condiţiilor de referinţă.

În cazul traductoarelor, în general, se prevăd dispozitive pentru compensarea automată a erorilor suplimentare, astfel încât precizia măsurătorilor să fie determinată numai de eroarea intrinsecă chiar la variaţii largi ale factorilor de mediu (sau se asigură limitarea variaţiilor acestora la

valori reduse faţă de condiţiile de referinţă).

În final, eroarea tolerată de aparat, sub formă absolută, prin care se
poate exprima corect precizia măsurării efectuate în condiţiile de funcţionare, este dată de relaţia

$$\Delta x_{tot} = \pm \Delta x_{b \pm x_s} \tag{1.25}$$

în care Δx_b este eroarea tolerată intrinsecă (de bază) determinată în principal prin clasa de precizie, iar Δx_s este eroarea tolerată suplimentară, calculată corespunzător intervalelor în care se află mărimile de influenţă.

Cele expuse anterior cu privire la evaluarea preciziei şi indicatorii corespunzători sunt specifice traductoarelor analogice. Ţinând cont de particularităţile conversiei analog-numerice ele se pot extinde şi la traductoarele cu semnale de ieşire numerice.

În primul rând trebuie observat că prin însăşi principiul conversiei apare o eroare inerentă de metodă, denumită eroare de cuantificare, egală cu ½ din intervalul de cuantificare Δx (sau altfel spus ½ din bitul cel mai puţin semnificativ). Această eroare se reduce la valori acceptabile prin mişcarea intervalului Δx. La eroarea de cuantificare pot adăuga erori de zero, de domeniu şi de neliniaritate provenite din surse identice cu cele menţionate pentru traductoarele analogice. Ilustrarea efectelor acestor erori asupra codului reprezentat de semnalul de ieşire numeric este redată în fig.1.15.

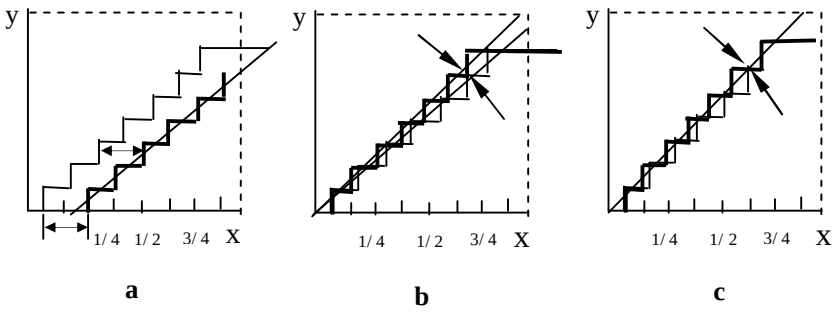


Fig.1.15. Efectele erorilor asupra caracteristicilor statice ale traductoarelor cu ieşiri numerice: a) eroarea de zero; b) eroarea de domeniu; c) eroarea de neliniaritate

O modalitate de specificare a preciziei traductoarelor numerice constă în definirea unor valori tolerate pentru fiecare dintre erorile menţionate mai sus.

În unele cazuri se exprimă şi o eroare tolerată sub forma unei sume de doi termeni, unul reprezentând un anumit procent din valoarea măsurată şi cel de al doilea, un anumit procent din domeniu. Se ajunge astfel la o formă similară cu eroarea tolerată combinată.

1.6. PERFORMANŢELE DINAMICE ALE TRADUCTOARELOR

1.6.1. Performanţele în domeniul frecvenţelor

Regimul dinamic este regimul de funcţionare în care mărimea de intrare *x* şi de ieşire *y* variază în timp. În majoritatea cazurilor *x* şi *y* variază limitat în jurul valorilor maximale x_0 şi y_0.

Funcţionarea traductorului cu o intrare şi o ieşire e descrisă de ecuaţia diferenţială:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + ... + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + ... + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x \tag{1.26}$$

cu $m \le n$. În practică relaţia (1.26) poate fi :

- de ordinul I în cazul elementelor aperiodice;
- de ordinul II în cazul elementelor oscilante.

Aplicăm transformata Laplace relaţiei (1.26) şi obţinem ecuaţia exponenţială valabilă pentru condiţii iniţiale nule :

$$(a_n S^n + a_{n+} S^{n-1} + ... + a_1 S + a_0) y(s) = (b_m S^m + b_{m+} S^{m-1} + ... + b_1 S + b_0) x(s) \tag{1.27}$$

Sensibilitatea operaţională S(s) este:

$$S(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + ... + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + ... + a_1 s + a_0} \tag{1.28}$$

Considerăm că mărimile de intrare şi ieşire variază sinusoidal $\sigma = 0$, rezultând $s = j\omega$

$$\underline{S}(j\omega) = \frac{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + ... + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + ... + a_1 (j\omega) + a_0} = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \tag{1.29}$$

unde: A(ω) este caracteristica amplitudine-frecvenţă; $\varphi(\omega)$ caracteristica fază-frecvenţă.

$$s = j\omega$$

$$s^2 = (j\omega)^2 = -\omega^2$$

$$s^3 = (j\omega)^3 = -\omega^2 j\omega = -j\omega^3$$

$$s^4 = (j\omega)^4 = (j\omega)^3 j\omega = -j\omega^3 j\omega = \omega^4$$

$$s^5 = (j\omega)^5 = (j\omega)^4 j\omega = \omega^4 j\omega = j\omega^5$$

$$s^6 = (j\omega)^6 = (j\omega)^5 j\omega = j\omega^5 j\omega = -\omega^6$$

$$\underline{S}(j\omega) = \frac{M(\omega) + jN(\omega)}{C(\omega) + P(\omega)} = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \qquad (1.30)$$

$$M(\omega) = b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - b_6\omega^6 + \ldots$$

$$N(\omega) = b_1 - b_3\omega^3 + b_5\omega^5 - b_7\omega^7 + \ldots$$

$$C(\omega) = a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \ldots$$

$$P(\omega) = a_1 - a_3\omega^3 + a_5\omega^5 - \ldots$$

Caracteristica amplitudine–frecvenţă se determină cu relaţia:

$$A(\omega) = \sqrt{\frac{M^2(\omega) + N^2(\omega)}{C^2(\omega) + P^2(\omega)}} \qquad (1.31)$$

Caracteristica fază-frecvenţă:

$$tg\varphi(\omega) = \frac{\mathrm{Im}[\underline{S}(j\omega)]}{\mathrm{Re}[\underline{S}(j\omega)]} = \frac{N(\omega)C(\omega) - M(\omega)P(\omega)}{M(\omega)C(\omega) - N(\omega)P(\omega)} \qquad (1.32)$$

1.6.2. Clasificarea traductoarelor electrice în domeniul timp

♦ a. **Traductoare a căror mărimi de intrare sunt constante în timp**

În acest caz se lasă traductorului timpul necesar pentru a prezenta valoarea mărimii de ieşire. Acest interval de timp se numeşte timp de răspuns, la care se adaugă timpul de manevră:

timpul de măsurare = timpul de răspuns + timpul de manevră

♦ b. **Traductoare a căror mărimi variază lent în timp**

Traductorul nu urmăreşte variaţia mărimii de intrare, ci rămâne în urmă în timp. Acest interval de timp se numeşte *timp de întârziere*.

♦ c. **Traductoare a căror mărimi variază rapid în timp**

Mărimile de intrare sunt suficient de rapide încât unele traductoare să nu poată urmări aceste variaţii, sau se măsoară cu anumite erori dinamice. Acest regim se numeşte regim dinamic propriu-zis.

Funcţie de tipul ecuaţiei, traductoarele se clasifică în:

- traductoare de ordin zero $a_0 y(t) = b_0 x(t)$
- traductoare de ordin I $a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t)$
- traductoare de ordin II $a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t)$

1.6.3. Caracteristica dinamică la traductoare de ordinul I de tip integrator

Exemple de circuite de ordinul I de tip integrator sunt circuitele RC şi LR. Ecuaţia (1.26) devine

$$a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t) \qquad \left| : a_0 \right. \tag{1.33}$$

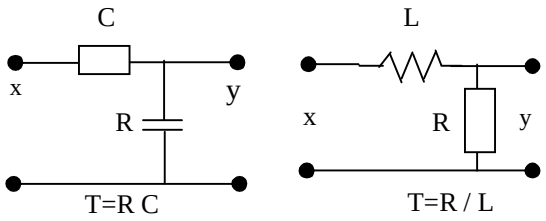


Fig.1.16. Circuite de ordinul I de tip integrator

$$\frac{a_1}{a_0} \frac{dy}{dt} + y(t) = \frac{b_1}{a_0} x(t) \tag{1.34}$$

T este constantă de timp iar S_0 sensibilitatea statică.

$$T\frac{dy}{dt}+y(t)=S_0x(t) \tag{1.35}$$

A. Caracteristicile de frecvenţă

$$(Ts+1)Y(s)=S_0X(s);$$

$$S(s)=\frac{Y(s)}{X(s)}=\frac{S_0}{1+Ts}; \tag{1.36}$$

În regim sinusoidal

$$\underline{S}(j\omega)=\frac{S_0(1-j\omega T)}{1+\omega^2T^2}=\frac{S_0}{1+\omega^2T^2}-j\frac{S_0\omega T}{1+\omega^2T^2}; \tag{1.37}$$

$\underline{S}(j\omega)$ - corespunde cadranului IV. Dacă $\omega\in[0,+\infty]$ locul geometric al acestui vector este un semicerc.

Caracteristica amplitudine frecvenţă se scrie:

$$A(\omega)=\frac{S_0}{\sqrt{1+\omega^2T^2}} \tag{1.38}$$

Pentru $\omega=0$ rezultă $A(\omega)=S_0$, iar la $\omega=\infty$ rezultă $A(\omega)=0$.

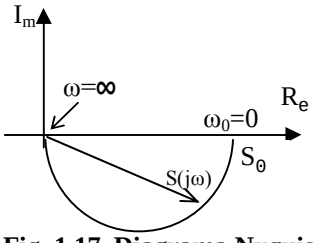


Fig. 1.17. Diagrama Nyquist pentru circuitul de ordinul I integrator

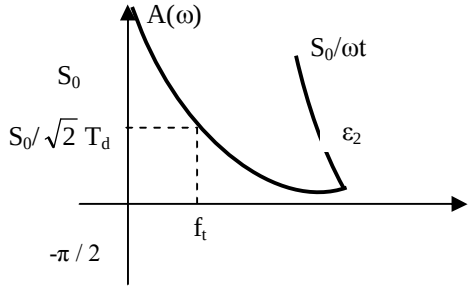


Fig.1.18. Caracteristica amplitudine-frecvenţă pentru circuitul de ordinul I de tip integrator

Frecvenţa f_t se numeşte frecvenţă de tăiere şi este acea frecvenţă la care amplitudinea scade de $\sqrt{2}$ ori

$$\frac{S_0}{\sqrt{2}} = \frac{S_0}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \qquad 2 = 1+\omega^2 T^2 \Rightarrow \omega^2 T\omega^2 = 1$$

$$2\pi \cdot f_t T = 1 \Rightarrow f_t = \frac{1}{2\pi T}$$

$$tg\varphi(\omega) = \frac{\mathrm{Im}\,\underline{S}(j\omega)}{\mathrm{Re}\,\underline{S}(j\omega)} = -\frac{S_0 \omega T}{S_0} = -\omega T \qquad (1.39)$$

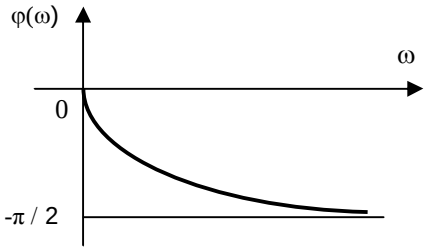


Fig.1.19. Caracteristica fază frecvenţă pentru circuitul de ordinul I de tip integrator

Pentru $\omega = 0$ rezultă $tg\varphi = 0$ respective $\varphi = 0$, pentru $\omega = \infty$ rezultă $tg\varphi = -\infty$ respective $\varphi = -\frac{\pi}{2}$.

B. Erorile dinamice

Pentru frecvenţe foarte mici $\omega t << 1$, se porneşte de la expresia amplitudinii $A(\omega) = \frac{S_0}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}}$, erorile dinamice determină abaterea caracteristicii $A(\omega)$ faţă de $A(0) = S_0$.

$$\varepsilon_1 = \frac{A(\omega) - S_0}{S_0} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} - 1; \qquad (1.40)$$

$$\varepsilon_1 = 1\left(1 - \frac{\omega^2 T^2}{2}\right) - 1 = -\frac{1}{2}\omega^2 T^2 \qquad (1.41)$$

$$\omega^2 T^2 = (2\pi f)^2 T^2 = (2\pi T)^2 f^2 = \frac{f^2}{f_1^2} \Rightarrow \varepsilon_1 = -\frac{1}{2}\omega^2 T^2 = -\frac{1}{2}\frac{f^2}{f_1^2}$$

Pentru frecvenţe înalte $(\omega T >> 1)$ rezultă eroarea

$$\varepsilon_2 = \frac{A(\omega) - \frac{S_0}{\omega T}}{\frac{S_0}{\omega T}} \qquad (1.42)$$

prin compararea amplitudinii $A[\omega]$ cu hiperbola $\frac{S_0}{\omega T}$ a integratorului ideal.

$$\varepsilon_2 = -2\left(\frac{f_t}{f}\right)^2$$

1.6.4. Caracteristica dinamică de ordinul I a elementului derivator

Exemple de circuite de ordinul I de tip derivator sunt circuitele CR, RL.

$$a_1\frac{dy}{dt} + a_0 = b_1\frac{dx}{dt} \quad \Big| : a_0$$

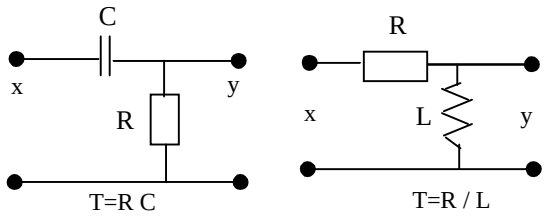


Fig.1.20. Circuite de ordinul I de tip derivator

$$T_d\frac{a_1}{a_0}\frac{dy}{dt} + y(t) = k_d\frac{dx}{dt} \tag{1.43}$$

A. Caracteristicile de frecvenţă

Dacă aplicăm transformarea Laplace ecuaţiei anterioare, rezultă:

$$(T_d s + 1)Y(s) = k_d sX(s);$$

$$S(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k_d s}{1 + T_d s} \tag{1.44}$$

în regim sinusoidal:

$$\underline{S}(j\omega) = \frac{j\omega k_d}{1 + j\omega T_d} = \frac{\omega^2 T_d k_d}{1 + \omega^2 T_d^2} + j\frac{\omega k_d}{1 + \omega^2 T_d^2} \tag{1.45}$$

relaţie care corespunde cadranului I. Locul geometric al vectorului $\underline{S}(j\omega)$ este un semicerc. Caracteristica amplitudine frecvenţă devine:

$$A(\omega)=\sqrt{\frac{M^2(\omega)+N^2(\omega)}{C^2(\omega)+P^2(\omega)}}=\frac{k_d\omega}{\sqrt{1+\omega^2T_d^2}} \tag{1.46}$$

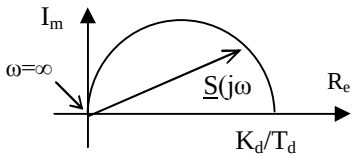


Fig. 1.21. Diagrama Nyquist pentru circuitul de ordinul I derivator

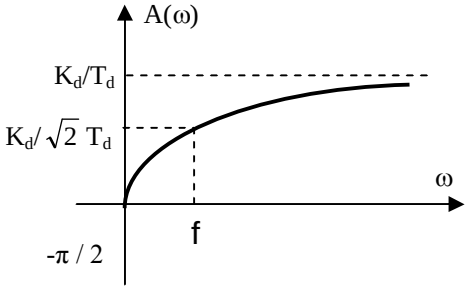


Fig.1.22. Caracteristica amplitudine frecvenţă pentru circuitul de ordinul I de tip derivator

Pentru $\omega=0$ rezultă $A(\omega)=0$, iar pentru $\omega=\infty$ rezultă $A(\omega)=\frac{k_d}{T_d}$.

$$\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{k_d}{T_d}=\frac{k_d\omega}{\sqrt{1+\omega^2T_d^2}}$$

$$\sqrt{2T_d^2\omega^2}=\sqrt{1+T_d^2\omega^2}\Rightarrow f_t=\frac{1}{2\pi T_d}$$

Caracteristica fază frecvenţă

$$tg\varphi(\omega)=\frac{\mathrm{Im}[\underline{S}(j\omega)]}{\mathrm{Re}[\underline{S}(j\omega)]}=\frac{1}{\omega T_d} \tag{1.47}$$

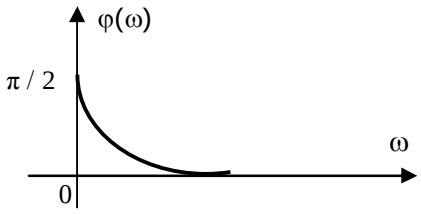


Fig.1.23. Caracteristica fază frecvenţă pentru circuitul de ordinul I de tip derivator

Pentru ω=0 rezultă tgφ=∞ respectiv φ=π/2, pentru ω=∞ rezultă tgφ=0 respectiv φ =0.

B. Erorile dinamice

Determinarea lor se face prin compararea caracteristicilor lor cu cele ale elementelor ideale. Pentru frecvenţe joase $\omega k_d << 1$, eroarea dinamică este:

$$\varepsilon_1 = \frac{A(\omega) - A(0)}{A(0)}, \tag{1.48}$$

în care $A(\omega) = \frac{k_d \omega}{\sqrt{1 + \omega^2 T_d^2}}$ iar $A(0) = k_d \omega$. Eroarea dinamică rezultă:

$$\varepsilon_1 = \frac{\frac{k_d \omega}{\sqrt{1 + \omega^2 T_d{}^2}} - k_d \omega}{k_d \omega} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T_d{}^2}} - 1 = \frac{-\omega^2 T_d{}^2}{2} = -\frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_t}\right)^2 \tag{1.49}$$

Pentru $\omega k_d >> 1$, frecvenţe înalte, eroarea dinamică se calculează:

$$\varepsilon_2 = \frac{A(\omega) - A(\infty)}{A(\infty)} \tag{1.50}$$

în care $A(\omega) = \frac{k_d \omega}{\sqrt{1 + \omega^2 T_d^2}}$ iar $A(\infty) = \frac{k_d}{T_d}$.

Eroarea dinamică are expresia:

$$\varepsilon_2 \approx \frac{-\omega^2 T_d{}^2}{2}. \tag{1.51}$$

1.6.5. Caracteristicile dinamice la traductoarele de ordinul II

Exemplu de traductor de ordinul II este circuitul electric RLC.

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t) \qquad \vdots a_0 \tag{1.52}$$

$$\frac{a_2}{a_0}\frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{a_1}{a_0}\frac{dy}{dt} + y(t) = \frac{b_0}{a_0} x(t).$$

Raportul $\frac{a_1}{a_0}$ are dimensiuni de timp. Notăm $T_1 = \frac{a_1}{a_0}$ prima constantă de timp. Raportul $\frac{a_2}{a_0}$ are dimensiuni de timp la pătrat. Notăm $T_2^2 = \frac{a_2}{a_0}$ a doua constantă de timp la pătrat, iar pe $\frac{b_0}{a_0}$ o notăm cu S_0. Ecuaţia se scrie:

$$T^2{}_2 \frac{d^2y}{dt^2} + T_1 \frac{dy}{dt} + y(t) = S_0 x(t) \tag{1.53}$$

Împărţim ecuaţia (1.52) cu a_2 şi rezultă a doua formă:

$$\frac{d^2y}{dt^2} + \frac{a_1}{a_2}\frac{dy}{dt} + \frac{a_0}{a_2} y(t) = \frac{b_0}{a_2} x(t)$$

Notăm $\omega_0^2 = \frac{a_0}{a_2}$ în care ω_0 este pulsaţia oscilaţiilor libere proprii, iar T_0 perioada oscilaţiilor libere.

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} \Rightarrow T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} = 2\pi\sqrt{\frac{a_2}{a_0}}$$

Notăm $a_1 / a_2 = 2\beta\omega_0$ unde β este factor de amortizare.

$$\beta = \frac{a_1}{2a_2\omega_0} = \frac{a_1}{2a_2\sqrt{\frac{a_0}{a_2}}} = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$$

$$\frac{b_0}{a_2} = \frac{b_0}{a_0}\frac{a_0}{a_2} = S_0{\omega_0}^2$$

Deci va rezulta:

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\beta\omega_0 \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y(t) = S_0\omega_0^2 x(t) \tag{1.54}$$

A. Caracteristica de frecvenţă

Aplicăm relaţiei (1.52) transformarea Laplace şi va rezulta:

$$S^2Y(s) + 2\beta\omega_0 SY(s) + \omega_0^2 Y(s) = S_0\omega_0^2 X(t). \tag{1.55}$$

Pentru mărimi sinusoidale:

$$\underline{S}(j\omega) = \frac{S_0\omega_0^2}{2\beta\frac{\omega}{\omega_0} + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)} \times \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) - j2\beta\frac{\omega}{\omega_0}\right] \tag{1.56}$$

$$\underline{S}(j\omega)=\frac{S_0\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{\left(2\beta\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}-j\frac{2\beta\frac{\omega}{\omega_0}}{\left(2\beta\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}$$

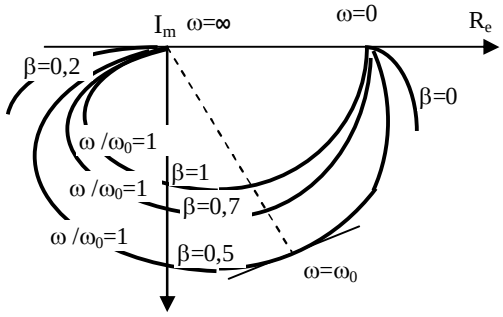


Fig.1.24. Caracteristica unui convertor de ordinul al doilea la aplicarea funcţiei sinusoidale: caracteristica Nyquist.

Sensibilit 0 rezultă $\underline{S}(j\omega)=S_0$, pentru $\omega=\omega_0$ rezultă $\underline{S}(j\omega)=-j\frac{S_0}{2\beta}$, pentru $\omega=\infty$ rezultă $\underline{S}(j\omega)=0$.

Caracteristica amplitudine frecvenţă

$$A(\omega)=\sqrt{\mathrm{Re}^2\left[\underline{S(j\omega)}\right]+\mathrm{Im}^2\left[\underline{S(j\omega)}\right]}$$

$$A(\omega)=\frac{S_0}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2+4\beta^2\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

Pentru $\omega=0$ rezultă $A(\omega)=S_0$, pentru $\omega=\omega_0$ rezultă $A(\omega)=\frac{S_0}{2\beta}$, iar pentru $\omega=\infty$ rezultă $A(\omega)=0$.

$$tg\varphi(\omega) = \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = -\frac{S_0 2\beta \dfrac{\omega}{\omega_0}}{S_0\left(1-\dfrac{\omega^2}{\omega_0{}^2}\right)} \tag{1.57}$$

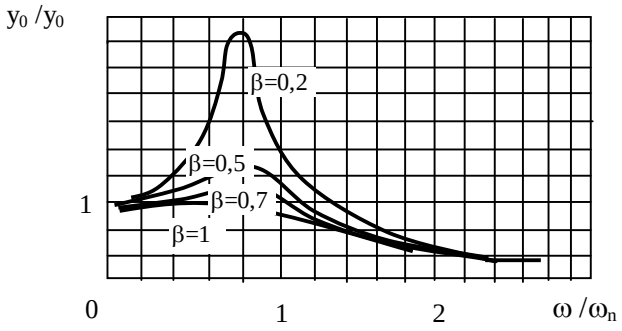


Fig.1.25. Caracteristica unui convertor de ordinul al doilea la aplicarea funcţiei sinusoidale: caracteristica de frecvenţă.

Pentru $\omega = 0$ rezultă $tg\varphi = 0$ respectiv $\varphi = 0$, pentru $\omega = \omega_0$ rezultă $tg\varphi = -\dfrac{2\beta}{0} = -\infty$ respectiv $\varphi = -\dfrac{\pi}{2}$, iar pentru $\omega = \infty$ rezultă $tg\varphi = 0$ respectiv $\varphi = -\pi$.

B. Erorile dinamice

$$A(\omega) = \frac{S_0}{\sqrt{\left(1-\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2\beta\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

Notăm $\eta = \dfrac{\omega}{\omega_0}$, ecuaţia anterioară devenind:

$$A(\eta) = \frac{S_0}{\sqrt{\left(1-\eta^2\right)^2 + \left(2\beta\eta\right)^2}}$$

Pentru $\omega << \omega_0$ rezultă $\eta << 1$

$$\varepsilon_1 = \frac{A(\eta) - A(0)}{A(0)} = \frac{1}{S_0}\left(\frac{S_0}{\sqrt{1-2\eta^2+4\mu^2\beta^2}} - S_0\right)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{A(\omega) - A(0)}{A(0)},$$

Eroarea dinamică va fi:

$$\varepsilon_1 = 1-\eta^2(2\beta^2-1)-1 = -\eta^2(2\beta^2-1) \qquad (1.58)$$

De aici rezultă că eroarea e minimă când paranteza se anulează $(2\beta^2-1)=0$, deci $\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Alt exemplu de convertor de ordinul II este instrumentul electric analogic. Pentru acesta avem: M_a - cuplul activ generat de mărimea electrică de intrare; $M_j = J\frac{d^2\alpha}{dt^2}$ - cuplul forţelor de inerţie; $M_A = A\frac{d\alpha}{dt}$ - cuplul de amortizare; $M_R = D\alpha$ - cuplul rezistent.

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = M_a$$

1.6.6. Caracteristicile dinamice ale traductoarelor

Analiza răspunsurilor traductoarelor la cele trei funcţii standard:

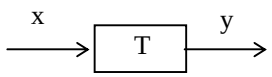
- treaptă
- liniar variabilă
- sinusoidală

a condus la definirea unor caracteristici dinamice care:

- pot fi determinate experimental fără dificultăţi.
- permit estimarea comportării traductoarelor în regim dinamic.

Acestea sunt:

a) Lărgimea de bandă B;
b) Timpul de întârziere T_i;
c) Timpul de creştere T_c;
d) Supracreşterea $\frac{\Delta y}{y_f}$.



Dacă mărimea de intrare x(t) este funcţie sinusoidală iar mărimea de ieşire y(t) este caracteristica amplitudine - frecvenţă, caracteristica dinamică corespunzătoare este lărgimea de bandă B. Pentru funcţia liniar variabilă, caracteristica dinamică este timpul de întârziere, în timp ce pentru funcţia treaptă unitate caracteristicile dinamice sunt timpul de creştere şi supracreşterea.

a. Lărgimea de bandă B este definită prin frecvenţa la care caracteristica amplitudine frecvenţă prezintă o scădere de 3 dB ($\frac{1}{\sqrt{2}}$ ori) faţă de frecvenţa ei la valoarea zero (fig1.26a).

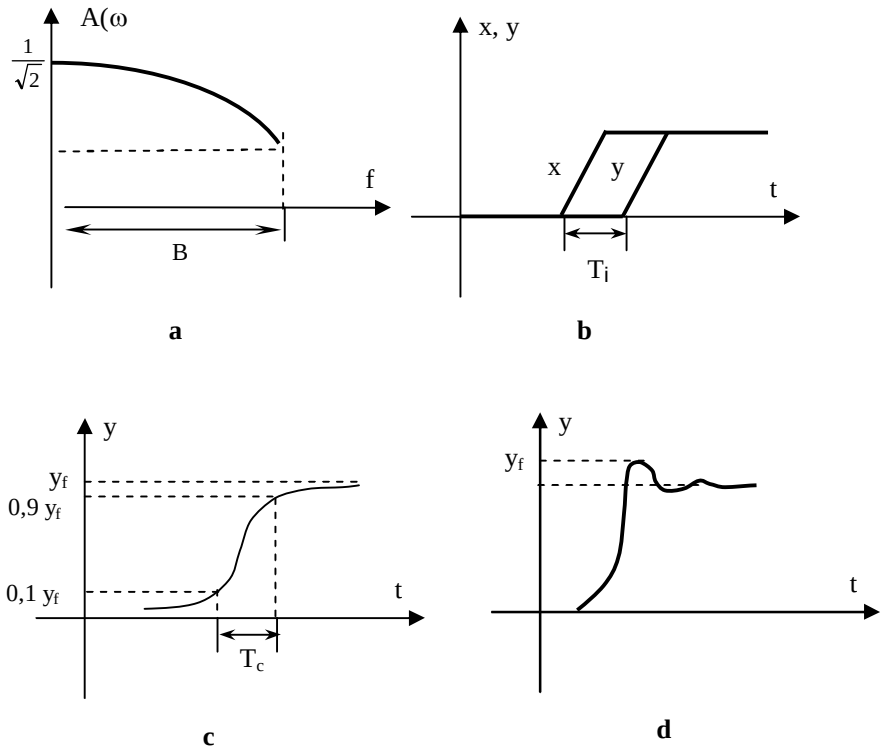


Fig.1.26. Definirea caracteristicilor dinamice: a) lărgimea de bandă; b) timpul de întârziere; c) timpul de creştere; d) supracreşterea

b. Timpul de întârziere T_i reprezintă decalajul de timp al răspunsului la funcţia liniar variabilă. Timpul de întârziere poate fi considerat aproximativ şi ca întârzierea cu care răspunde convertorul la o funcţie de orice formă cu condiţia ca cea mai mare parte a energiei din spectrul acestei funcţii să fie în banda de frecvenţă B (fig.1.26.b);

c. Timpul de creştere T_c este intervalul de timp între punctele 10% şi 90% din valoarea finală, pe curba de răspuns la funcţia treaptă (fig.1.26.c).

d. Supracreşterea $\frac{\Delta y}{y_f}$. (de obicei în procente) reprezintă depăşirea maximă a valorii finale y_f a mărimii de ieşire cu cantitatea Δy la aplicarea funcţiei treaptă la intrare (fig.1.26.c).

CAPITOLUL 2

CIRCUITE DE MĂSURARE PENTRU TRADUCTOARE

CAPITOLUL 2

CIRCUITE DE MĂSURARE PENTRU TRADUCTOARE

Rolul circuitului de măsurare este de a transforma mărimea electrică pe care o oferă ieşirea traductorului într-o tensiune (sau un curent) care este prelucrată mai departe. Circuitele de măsurare se realizează în mod diferit în funcţie de natura traductorului utilizat, generator sau parametric.

Pentru traductoarele generatoare care oferă la ieşire un semnal de curent continuu se utilizează în mod obişnuit *compensatoarele de tensiune* (sau de curent, în funcţie de semnal furnizat de traductor) manuale sau automate. Dacă ieşirea din traductor se face în curent alternativ, se preferă amplificarea directă a semnalelor prin intermediul unui *amplificator de măsurare.*

Pentru traductoarele parametrice se utilizează ca circuite de măsurare *punţile echilibrate* şi *neechilibrate* alimentate în curent continuu sau alternativ, *punţile cu transformator, punţile cu echilibrare automată* şi unele *circuite de măsurare speciale,* cum ar fi de exemplu circuitul rezonant.

2.1. CIRCUITUL SIMPLU, SENSIBIL LA CURENT

Circuitul simplu, sensibil la curent, se foloseşte de regulă pentru traductoarele de tip rezistiv. Un asemenea circuit este reprezentat în fig.2.1 şi se compune dintr-o sursă de alimentare de tensiune U, o rezistenţă (R_r) care înglobează rezistenţa întregului circuit, mai puţin traductorul, un aparat indicator sau înregistrator, sensibil la curent şi traductorul propriu-zis reprezentat prin rezistenţa sa variabilă(kR_t). R_t reprezintă rezistenţa totală a traductorului, iar k este un coeficient ce poate varia între zero şi unitate.

Curentul care circulă prin circuit (i) şi care va fi indicat de aparatul de măsurare este precizat de legea lui Ohm:

$$i = \frac{U}{kR_t + R_r} \tag{2.1}$$

- relaţia ce poate fi pusă în forma adimensională:

$$\frac{i}{i_{\max}} = \frac{iR_r}{U} = \frac{1}{(kR_t / R_r) + 1} \tag{2.2}$$

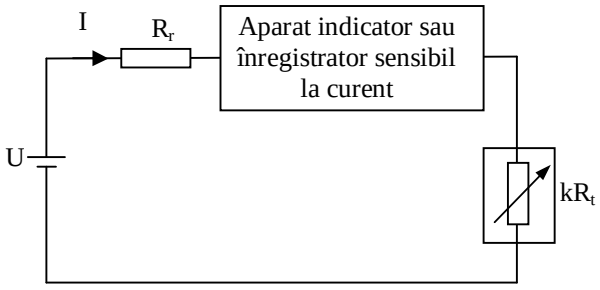


Fig.2.1. Circuitul simplu sensibil la curent

Ecuaţia (2.2) este reprezentată în fig.2.2, unde pe abscisa diagramei s-a marcat valoarea mărimii de intrare iar pe ordonată, cea a mărimii de ieşire.

Din analiza fig.2.2 rezultă că dependenţa dintre mărimea de ieşire şi cea de intrare este neliniară pentru acest circuit. De asemenea, se observă că valoarea mărimii de ieşire depinde de tensiunea de alimentarea circuitului, iar sensibilitatea acestuia creşte odată cu creşterea raportului R_t/R_r. În concluzie, un asemenea circuit va reclama, datorită neliniarităţii sale, o etalonare prealabilă. Pentru ca etalonarea să fie valabilă este necesar ca tensiunea de alimentare să fie riguros controlată.

2.2. CIRCUITUL DIVIZOR DE TENSIUNE

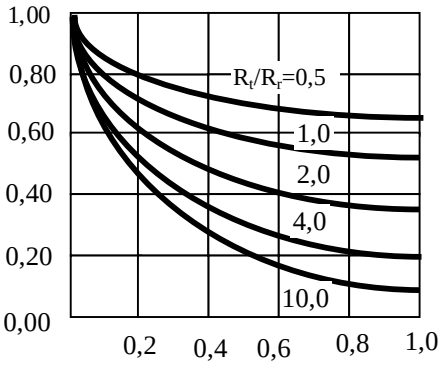
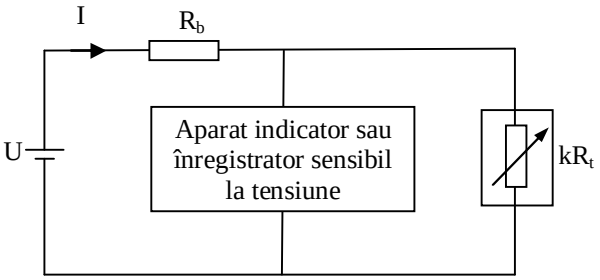


Fig. 2.2. Dependenţa dintre mărimea de intrare şi cea de ieşire pentru circuitul sensibil la curent

Şi acest circuit este utilizat, de regulă, pentru traductoarele de tip rezistiv. El este format (fig.2.3) dintr-o sursă de alimentare de tensiune *U*, o rezistenţă de balast (R_b), un aparat de măsurare, sensibil la tensiune şi traductorul propriu-zis reprezentat şi în acest caz printr-o rezistenţă variabilă (kR_t).



Rolul principal al rezistenţei de balast este acela de a permite aparatului de mă-surare să sesizeze modificarea rezistenţei traductorului prin inter-mediul variaţiei căderii de tensiune la bornele acestuia. De asemenea, rezistenţa de balast mai are rolul de a limita curentul prin circuit la scăderea excesivă a rezistenţei traductorului, precum şi rolul de a asigura o anumită sensibilitate a circuitului de măsurare.

Admiţând că impedanţa aparatului de măsurare este foarte mare şi deci valoarea curentului care îl parcurge este neglijabilă, se va obţine, în conformitate cu legea lui Ohm:

$$i = \frac{U}{R_b + kR_t} \qquad (2.3)$$

Notând cu U_e căderea de tensiune la bornele traductorului se determină:

$$U_e = I(kR_t) = \frac{UkR_t}{R_b + kR_t} \qquad (2.4)$$

sau, în formă adimensională:

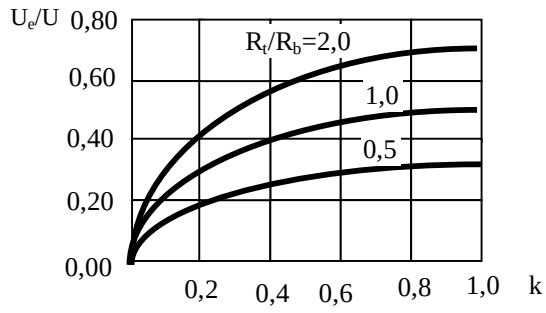


Fig. 2.4. Dependenţa dintre mărimea de intrare şi cea de ieşire pentru circuitul cu divizor de tensiune

$$\frac{U_e}{U} = \frac{kR_t / R_b}{1 + kR_t / R_b} = \frac{1}{1 + R_b / kR_t} \qquad (2.5)$$

Această dependenţă este reprezentată în fig.2.4. Se observă şi în acest caz că dependenţa dintre mărimea de ieşire şi cea de intrare este neliniară iar valoarea mărimii de ieşire depinde direct proporţional de mărimea tensiunii de alimentare. Ca urmare, este necesar un control riguros al tensiunii de alimentare şi o etalonare prealabilă a circuitului.

Definind sensibilitatea circuitului ca raport între variaţia elementară a tensiunii de ieşire şi variaţia elementară a mărimii de intrare:

$$S = \frac{dU_e}{dk} = \frac{R_b R_t}{(R_b + kR_t)^2} U == \frac{R_b / kR_t}{(1 + R_b / kR_t)^2} \cdot \frac{U_t}{k} \qquad (2.6)$$

valorile extreme ale sensibilităţii se vor obţine atunci când este îndeplinită condiţia:

$$\frac{dS}{dR_b} = \frac{UR_t(kR_t - R_b)}{(R_b + kR_t)^3} = 0 \qquad (2.7)$$

Această condiţie este satisfăcută de valorile: $R_b = \infty$, situaţie lipsită de semnificaţie practică, corespunzătoare valorii minime a sensibilităţii şi $R_b = kR_t$, situaţie în care sensibilitatea circuitului are valoarea maximă.

Întrucât kR_t este o mărime variabilă, condiţia de maximum nu poate fi îndeplinită decât pentru o valoare dată lui kR_t, care trebuie să corespundă acelui punct al domeniului de măsurare, în jurul căruia urmează să fie folosit traductorul.

2.3. CIRCUITUL ÎN PUNTE

2.3.1. Puntea de impedanţe, condiţii de echilibru

Punţile de măsurare reprezintă modul cel mai răspândit de conectare în circuit a traductoarelor electrice de tip modulator. Configuraţia generală a unei punţi de măsurare este indicată în fig.2.5. Elementele care se conectează pe braţele punţii pot fi orice fel de impedanţe complexe $\underline{Z}$. În consecinţă, modalitatea de conectare în punte este studiată pentru toate tipurile de traductoare modulatoare: rezistive, inductive sau capacitive.

Puntea poate fi utilizată în tehnica măsurărilor în două moduri distincte:

- punte echilibrată (măsurări la nul), la care schimbările survenite pe braţele punţii sunt compensate prin ajustarea unui element reglabil prevăzut pe unul din braţe. Aparatul de măsurare este utilizat numai pentru detectarea situaţiei de echilibru a punţii. Acest mod de utilizare este compatibil numai cu măsurările efectuate în regim static, sau cu compensare automată;
- punte dezechilibrată (metoda deviaţiei), la care schimbările survenite pe braţele punţii produc un dezechilibru al acesteia iar aparatul de măsurare este folosit pentru evaluarea tensiunii de dezechilibru. Acest mod de utilizare este compatibil cu măsurări efectuate atât în regim static cât şi în regim dinamic.

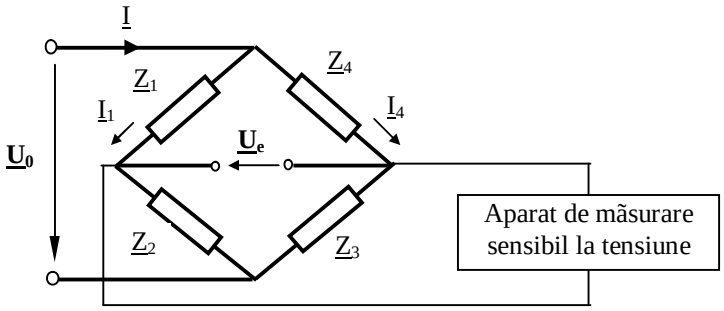


Fig. 2.5. Configuraţia unei punţi de măsurare

Indiferent de modul de utilizare, pentru minimalizarea erorilor, puntea se echilibrează înainte de începerea măsurărilor. În scopul

determinării condiţiei pe care trebuie să o îndeplinească mărimile elementelor conectate pe braţele punţii, se admite pentru început, că impedanţa aparatului de măsurare este mult mai mare în raport cu impedanţele elementelor conectate în punte şi curentul prin aparatul de măsurare este complet neglijabil. În aceste condiţii se obţine la echilibru:

$$\underline{u}_e = \left[\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} - \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_4 + \underline{Z}_3} \right] \cdot \underline{u}_0 = 0 \qquad (2.8)$$

ceea ce se reduce la:

$$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_3 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_4 \qquad (2.9)$$

deci, condiţia de echilibru a punţii este exprimată prin egalitatea produselor dintre impedanţele conectate pe braţele opuse ale punţii.

În cazul general, al unei punţi de impedanţe complexe, mărimile $\underline{Z}$ pot fi exprimate ca:

$$\underline{Z} = Ze^{j\varphi} = R + jX \qquad (2.10)$$

unde R reprezintă rezistenţa şi X reactanţa impedanţei considerate.

Cu aceste notaţii, condiţia de echilibru (2.9) devine:

$$Z_1 Z_3 e^{j(\varphi 1+\varphi 2)} = Z_2 Z_4 e^{j(\varphi 2+\varphi 4)} \qquad (2.11)$$

sau

$$(R_1 + jX_1)(R_3 + jX_3) = (R_2 + jX_2)(R_4 + jX_4) \qquad (2.12)$$

Se observă că, dată fiind natura complexă a impedanţelor, echilibrarea punţii reclamă satisfacerea simultană a două condiţii:

- echilibrarea de modul:

$$Z_1Z_3 = Z_2Z_4 \qquad (2.13)$$

adică:

$$R_1R_3\text{-}X_1X_3 = R_2R_4\text{-}X_2X_4 \qquad (2.13')$$

- echilibrare de fază:

$$\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4 \qquad (2.14)$$

adică:

$$X_1R_3 + X_3R_1 = X_2R_4 + X_4\,R_2 \qquad (2.14')$$

Echilibrul punţii poate fi obţinut prin satisfacerea unei singure condiţii doar în trei cazuri:

- punte rezistivă, situaţie în care, prin absenţa elementelor reactive (X=0), condiţia de echilibru dedusă din relaţiile (2.13') şi (2.14') se reduce la:

$$R_1R_3 = R_2R_4 \qquad (2.15)$$

- punte capacitivă, situaţie în care, absenţa elementelor rezistive (R=0), condiţia de echilibru dedusă din relaţiile (2.13') şi (2.14') se reduc la:

$$X_1X_3 = X_2X_4 \qquad (2.16)$$

adică:

$$C_1C_3 = C_2C_4; \qquad (2.16')$$

- punte în care două braţe alăturate conţin numai rezistenţe iar celelalte două braţe numai capacităţi. În această situaţie, condiţia de echilibru, dedusă din (2.13') şi (2.14') se reduc la:

$$X_1R_3 = X_2R_4 \qquad (2.17)$$

sau

$$X_3R_1 = X_4R_2 \qquad (2.17')$$

În toate cazurile practice vor apărea, însă, elemente de dezechilibrare datorită îmbătrânirii componentelor electrice, a rezistenţelor şi capacităţilor parazite ale cablajelor. Din această cauză punţile trebuie prevăzute, indiferent de configuraţia lor, cu o dublă posibilitate de echilibrare: rezistivă şi respectiv reactivă (de regulă capacitivă).

2.3.2. Sensibilitatea circuitelor în punte

Pentru stabilirea performanţelor privind sensibilitatea punţilor de impedanţe, se consideră puntea din fig.2.6 la care pe unul din braţe a fost conectat un traductor de tip modulator, reprezentat printr-o impedanţă variabilă $\underline{Z}_1 + \Delta\underline{Z}_1$.

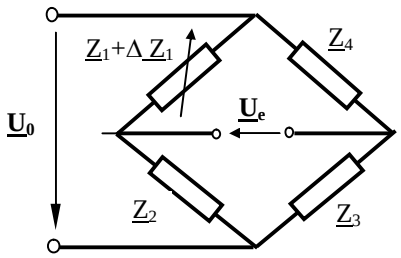


Fig. 2.6. Punte cu traductor reprezentat printr-o impedanţă

Înainte de introducerea traductorului în operaţia de măsurare, puntea se găseşte în situaţia de echilibru, deci:

$$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_3 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_4 \qquad (2.18)$$

sau:

$$\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4} = \underline{A} \qquad (2.18')$$

În urma aplicării mărimii de intrare asupra traductorului, impedanţa acestuia se modifică devenind $\underline{Z}_1 + \Delta\underline{Z}_1$ iar puntea se dezechilibrează cu valoarea $\underline{u}_e$. În condiţii de punte dezechilibrată, conform relaţiei (2.8) se determină:

$$\frac{\underline{u}_e}{\underline{u}_0} = \frac{\underline{Z}_1 + \Delta\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \Delta\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} - \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_4 + \underline{Z}_2} = \frac{\underline{Z}_3(\underline{Z}_1 + \Delta\underline{Z}_1) - \underline{Z}_4\underline{Z}_2}{(\underline{Z}_1 + \Delta\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)(\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4)} \qquad (2.19)$$

Ţinând seama de relaţia (2.18) şi admiţând că variaţia impedanţei traductorului este neglijabilă în raport cu suma impedanţelor conectate pe braţele alăturate ale punţii:

$$\underline{Z}_1 \ll (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \qquad (2.20)$$

relaţia (2.19) se reduce la:

$$\frac{\underline{u}_e}{\underline{u}_0} = \frac{\Delta\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1} \cdot \frac{\underline{Z}_1\underline{Z}_3}{(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3)(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3)} = \frac{\Delta\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1} \cdot \frac{\underline{A}}{(1 + \underline{A})^2} \qquad (2.21)$$

În consecinţă, sensibilitatea punţii, exprimată ca raport între variaţia relativă a tensiunii de dezechilibru şi variaţia relativă a impedanţei traductorului, va fi precizată de relaţia:

$$\underline{S} = \frac{\underline{u}_e / \underline{u}_0}{\Delta\underline{Z}_1 / \underline{Z}_1} = \frac{\underline{A}}{(1 + \underline{A})^2} \qquad (2.22)$$

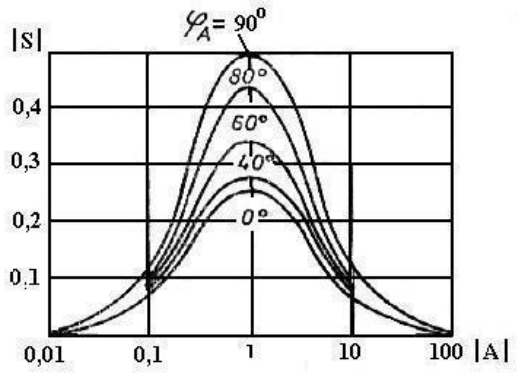


Fig. 2.7. Dependenţa modulelor $|S|$ şi

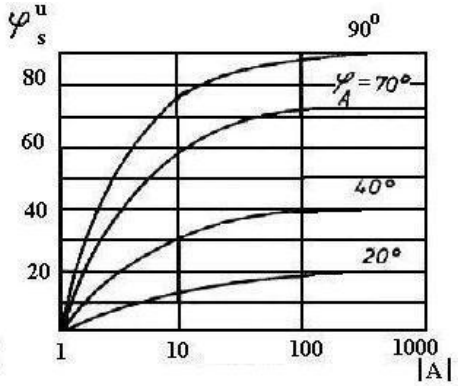


Fig. 2.8. Dependenţa fazei φ_s de $|A|$

Se constată că, sensibilitatea $\underline{S}$ este o cantitate complexă, ca de altfel şi mărimea $\underline{A}$ a raportului dintre impedanţele conectate pe braţele alăturate ale punţii. Aceste mărimi vor fi definite deci, prin modulele lor $|S|$, respectiv $|A|$ şi fazele corespunzătoare φ_S, respectiv φ_A. Dependenţa complexă precizată de relaţia (2.22) este reprezentată în fig.2.7 şi fig.2.8.

Se observă că maximumul sensibilităţii se obţine întotdeauna pentru A=1, adică la o punte cu braţe egale. Astfel, la o punte complet rezistivă (φ_A=0), cu braţe egale, sensibilitatea are valoarea S≅0,25. Sensibilitatea maximă se obţine la o punte cu $\varphi_A=90^0$ (inductanţă pe un braţ, capacitate în braţul opus şi rezistenţe pe celelalte două braţe) şi are valoarea $S_{max}\cong 0{,}5$.

Această situaţie face ca, în majoritatea cazurilor întâlnite în tehnica măsurărilor, să se utilizeze punţile cu braţe egale. De asemenea, din considerente impuse de realizarea practică a dispozitivelor de echilibrare, se preferă utilizarea punţilor, fie complet reactive.

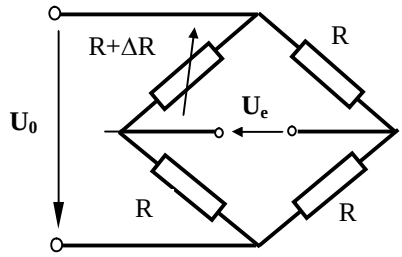


Fig. 2.9. Punte rezistivă cu un singur element activ

Pentru a se evidenţia principalele proprietăţi ale circuitelor în punte, se consideră în continuare numai punţi rezistive cu braţe egale (A=1). Această configuraţie prezintă o importanţă practică deosebită întrucât ea constituie situaţia cea mai frecvent utilizată la traductoarele tensometrice de tip rezistiv.

Punte cu un singur element activ (fig.2.9). Particularizând pentru acest montaj relaţia (2.19) devine:

$$\frac{u_e}{u_0}=\frac{R\Delta R}{(2R+\Delta R)\cdot 2R}=\frac{1}{4}\frac{\Delta R}{R}\frac{1}{1+\Delta R/2R} \qquad (2.23)$$

În fig.2.10 este reprezentată grafic relaţia (2.23).

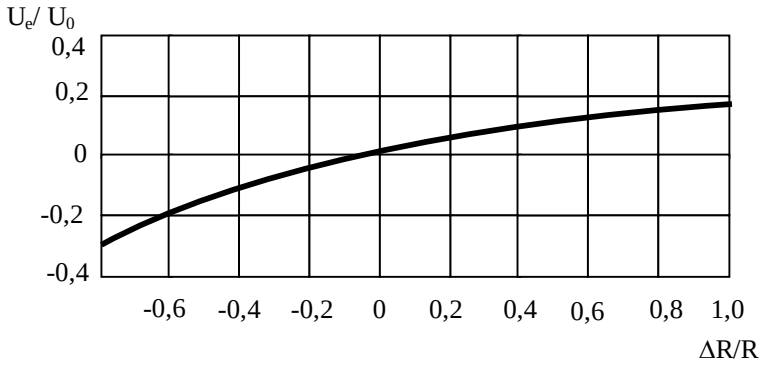


Fig. 2.10. Reprezentarea

Se observă că dependenţa dintre mărimea de ieşire (tensiunea de dezechilibru) şi mărimea de intrare (variaţia rezistenţei) este neliniară.

Abaterea de la liniaritate poate fi apreciată prin comparaţie cu depen-denţa liniară aproximativă:

$$\left[\frac{u_e}{u_0}\right]_a = \frac{\Delta R}{4R} \qquad (2.24)$$

Eroare relativă procentuală este:

$$e_r = \frac{\left[u_e / u_0\right]_a - u_e / u_0}{\left[u_e / u_0\right]_a} 100 = \left[1 - \frac{1}{1 + \Delta R / 2R}\right] 100 \quad [\%] \qquad (2.25)$$

Conform acestei relaţii rezultă că, pentru o variaţie relativă de 1% a rezistenţei traductorului, eroarea de neliniaritate a punţii este: $e_r = 0{,}5\%$.

Se observă că, pentru a menţine la valori coborâte eroarea de neliniaritate a măsurării este necesar ca, pentru această configuraţie a punţii, variaţia relativă a rezistenţei traductorului să fie foarte mică ($\Delta R/R=0{,}01\ldots0{,}02$).

Punte cu două elemente active conectate pe braţe alăturate (fig.2.11). Pentru a scoate mai clar în evidenţă proprietăţile acestei configuraţii s-a considerat că variaţiile rezistenţelor celor doi traductori sunt egale şi de sens contrar. Particularizând ecuaţia generală a punţii (rel.2.8) la cazul reprezentat în fig.2.11, rezultă:

$$\frac{u_e}{u_i} = \frac{R + \Delta R}{2R} - \frac{R}{2R} = \frac{1}{2}\frac{\Delta R}{R} \qquad (2.26)$$

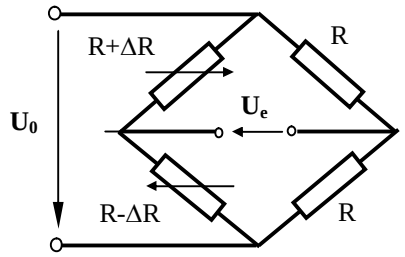


Fig. 2.11. Punte cu două elemente active pe braţe alăturate

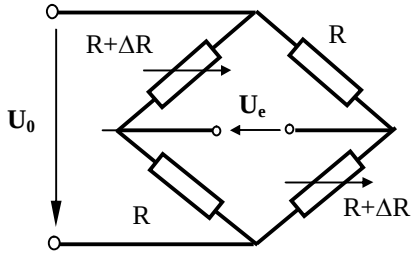


Fig. 2.12. Punte cu două elemente active pe braţe opuse

Se constată că, pentru această configuraţie, dependenţa între mărimea de ieşire şi cea de intrare este liniară, iar sensibilitatea dublă faţă de cea a configuraţiei cu un singur element activ. Se mai observă de asemenea, cu ajutorul relaţiei (2.8), că dacă modificările rezistenţelor celor două traductoare sunt egale şi de acelaşi sens, echilibrul punţii nu este perturbat.

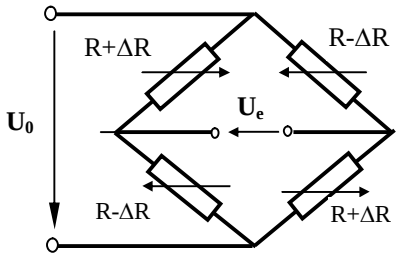


Fig. 2.13. Punte cu patru elemente active

În consecinţă, se deduce o proprietate importantă a punţilor de impedanţe şi anume: *modificările survenite pe două braţe alăturate ale unei punţi de impedanţe se scad în efectul pe care îl produc asupra tensiunii de dezechilibru a punţii.*

Punte cu două elemente active conectate în braţe opuse (fig.2.12). Particularizând din nou ecuaţia generală (2.8) la această configuraţie se obţine:

$$\frac{u_e}{u_i} = \frac{R+\Delta R}{2R+\Delta R} - \frac{R}{2R+\Delta R} = \frac{1}{2}\frac{\Delta R}{R}\frac{1}{1+\Delta R/2R} \qquad (2.27)$$

Se observă că relaţia (2.27) are o structură analogă cu relaţia (2.23), singura deosebire constând în valoarea coeficientului termenului drept care determină, pentru configuraţia studiată, o sensibilitate dublă faţă de ceea a configuraţiei cu un singur element activ. Eroarea de neliniaritate va fi precizată şi în acest caz tot de relaţia (2.25).

Se deduce astfel o a doua proprietate importantă a punţilor de impedanţe: *modificările survenite pe două braţe opuse ale unei punţi de impedanţe se însumează în efectul pe care îl produc asupra tensiunii de dezechilibru a punţii.*

Punte cu patru elemente active (fig.2.13). Această configuraţie reprezintă o valorificare a celor două proprietăţi ale punţilor de impedanţe,

deduse anterior. Astfel, introducând variaţii egale şi de sens contrar pe braţele alăturate ale unei punţi şi variaţii egale şi de acelaşi sens pe braţele opuse, va trebui să rezulte o configuraţie a cărei sensibilitate să fie de patru ori mai mare decât cea a configuraţiei cu un singur element activ.

Particularizând ecuaţia generală (2.8) la puntea prezentată în fig.2.13 se obţine:

$$\frac{u_e}{u_0} = \frac{R+\Delta R}{2R} - \frac{R-\Delta R}{2R} = \frac{\Delta R}{R} \qquad (2.28)$$

Se observă că, într-adevăr, sensibilitatea a crescut de patru ori faţă de cea indicată de relaţia (2.24) iar dependenţa dintre mărimea de ieşire şi cea de intrare a devenit perfect liniară.

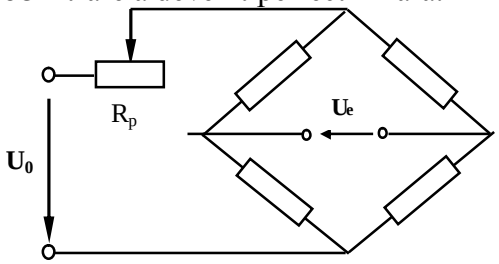


Fig. 2.14. Reglarea sensibilităţii punţii cu un potenţiometru

Indiferent de configuraţia punţii, se constată că mărimea de ieşire (tensiunea de dezechilibru) depinde direct proporţional de valoarea tensiunii de alimentare. În consecinţă şi pentru circuitele în punte este necesar să se utilizeze surse de alimentare în tensiune stabilizată; astfel, eventualele fluctuaţii ale tensiunii de alimentare se pot confunda cu variaţii ale mărimii măsurate. Această problemă dispare doar în cazul măsurărilor prin metoda la nul. Reglarea sensibilităţii punţii se poate realiza comod cu ajutorul unui potenţiometru în conformitate cu schema din fig.2.14.

2.3.3. Metode de echilibrare a punţilor rezistive

Traductorul poate să constituie unul sau două braţe ale punţii, eventual, chiar întregul circuit în punte. Întrucât puntea trebuie perfect echilibrată înainte de începerea măsurării este necesar să se prevadă în circuit, elemente ajustabile, cu ajutorul cărora să poată fi efectuată echilibrarea. Traductorul se plasează, de regulă, la o anumită distanţă de locul unde este concentrată aparatura de măsurare şi unde urmează să se plaseze şi dispozitivul de echilibrare împreună cu restul circuitului în punte. Modalităţile de conectare a traductorului în punte şi posibilităţile de

echilibrare ale acesteia sunt prezentate în continuare pentru diversele configuraţii posibile.

a. Traductorul formează un braţ al punţii Circuitul de conectare recomandat este indicat în fig.2.15. Se observă că traductorul a fost conectat cu un cablu trifilar, astfel încât unul din fire să folosească la alimentarea punţii iar celelalte două să apară pe braţe alăturate ale acesteia. Deci, eventualele modificări survenite în caracteristicile electrice ale cablului (datorate îmbătrânirii, temperaturii), având acelaşi sens, se vor anula în efectul pe care îl determină asupra tensiunii de dezechilibru.

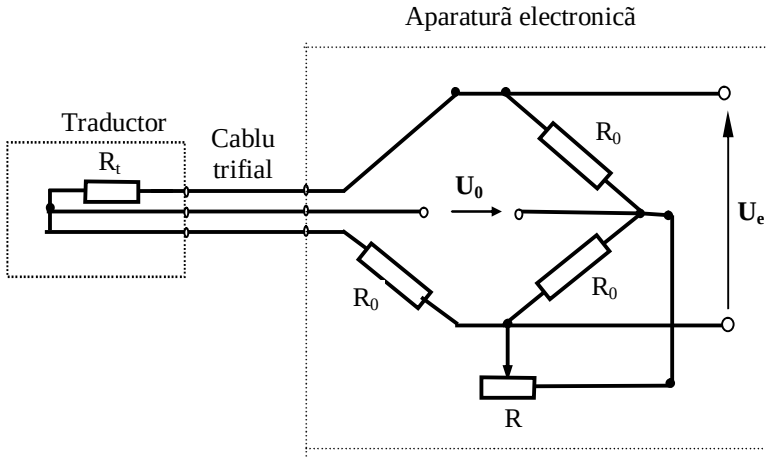


Fig. 2.15. Conectarea unui traductor pe un braţ al punţii

Acest mod de conectare este indispensabil în cazul utilizării unor cabluri de lungime mare (distanţa mare între locul de măsurare şi cel de instalare a aparaturii).

Pentru ca potenţiometrul R, care serveşte la echilibrarea punţii, să nu reducă sensibilitatea acesteia, prin efect de şuntare, este necesar ca rezistenţa lui să fie relativ mare:

$$R = (10 \ldots 20) R_t \qquad (2.29)$$

Se poate folosi şi varianta: potenţiometru de valoare mai redusă intercalat între două rezistenţe fixe.

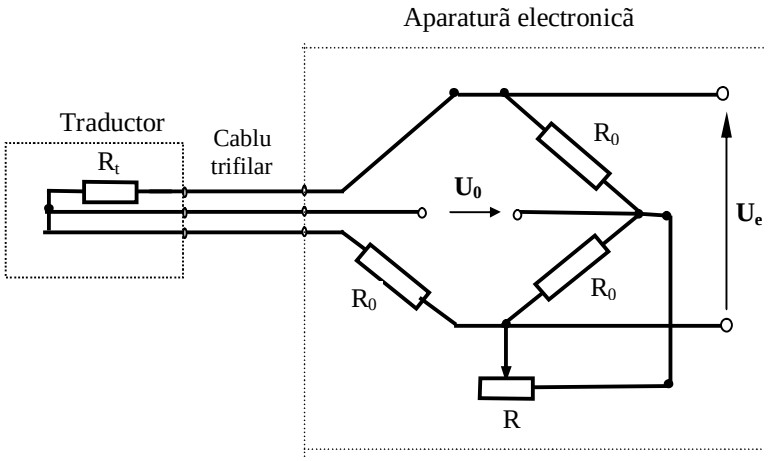


Fig.2.16. Traductorul formează două braţe ale punţii

b. Traductorul formează două braţe ale punţii Circuitul de conectare recomandat este indicat în fig.2.16. Se observă că, în acest caz, traductorul poate fi conectat cu ajutorul unui cablu bifilar, cele două fire aparţinând şi aici la două braţe alăturate ale punţii. Determinarea valorii rezistenţei maxime a potenţiometrului R se face pe baza considerentului că, abaterile relative de la valoarea nominală a rezistenţelor traductorului, sunt mici:

$$\varepsilon = \frac{\delta R_t}{R_t} \leq 0{,}05 \tag{2.30}$$

Admiţând abaterea maximă posibilă: $(R_t + \delta R)$ pentru un braţ şi $(R_t - \delta R)$ pentru celălalt, rezultă din aplicarea condiţiei de echilibru a punţii (2.9):

$$(R_t + \delta R)R_o = (R_t - \delta R)(R_o + R) \tag{2.31}$$

sau folosind notaţia (2.34) şi neglijând pe δ^2 în raport cu unitatea:

$$\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon} = \frac{(1+\varepsilon)^2}{1-\varepsilon^2} \cong 1 + 2\varepsilon \cong 1 + \frac{R}{R_o} \tag{2.32}$$

de unde rezultă în final:

$$R \cong 2\varepsilon R_o \tag{2.33}$$

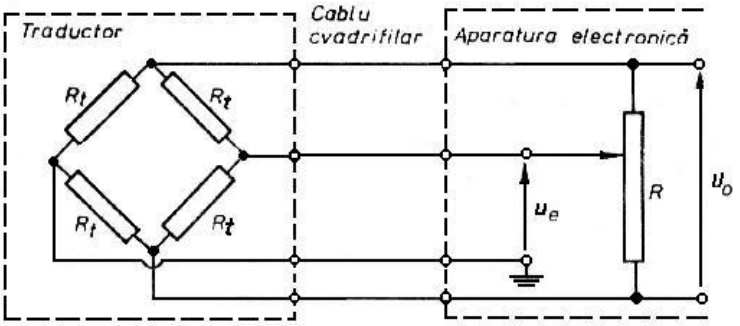


Fig. 2.17. Traductorul formează întregul circuit în punte

c. Traductorul formează întregul circuit în punte Schema de conectare este indicată în fig.2.17. În acest caz traductorul este conectat cu ajutorul unui cablu cvadrifilar iar circuitul exterior traductorului este format numai din potenţiometru de echilibrare R. Condiţia pe care trebuie să o îndeplinească rezistenţa totală a potenţiometrului este exprimată tot de relaţia (2.33). Din considerente legate de prelucrarea ulterioară a semnalului furnizat de punte, în majoritatea cazurilor se recurge la alimentarea circuitului cu tensiune alternativă. În această situaţie capacităţile parazite ale cablajului pot da naştere la un dezechilibru reactiv al punţii, care trebuie de asemenea anulat printr-un dispozitiv special de echilibrare. În fig.2.18 este reprezentată schema unei punţi rezistive cu două elemente active prevăzute cu dispozitive de echilibrare rezistivă şi reactivă (capacitivă).

Capacităţile parazite care apar între braţele punţii au fost notate cu C_{1f} şi C_{2f}. În vederea echilibrării reactive a fost prevăzut dispozitivul format din potenţiometrul R_p şi capacitatea C. Acest dispozitiv introduce pe braţele punţii, în paralel cu capacităţile parazite, două capacităţi:

$$C_1' = \frac{r}{R_p} C \quad \text{şi} \quad C_2' = \frac{R_p - r}{R_p} C \tag{2.34}$$

Dacă între capacităţile parazite apare un dezechilibru

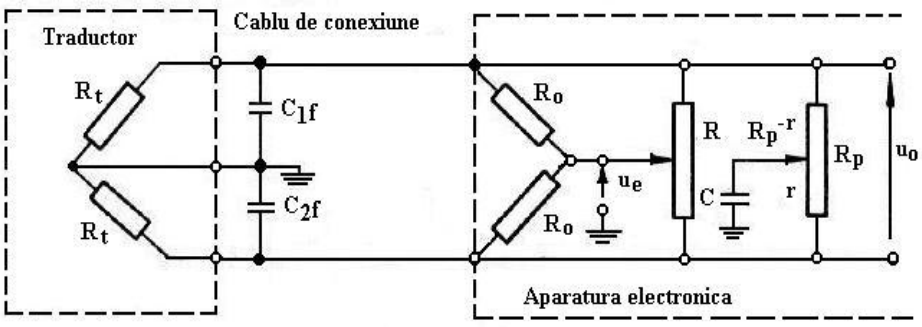


Fig. 2.18. Punţi cu dispozitive de echilibrare rezistivă şi reactivă

$$\Delta C_f = C_{1f} - C_{2f} \tag{2.35}$$

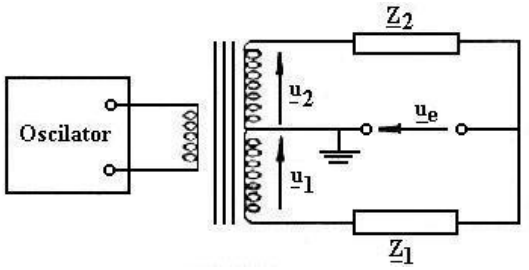
condiţia de echilibrare va fi:

$$\Delta C_f = C_2^{/} - C_1^{/} = \frac{R_p - 2r}{R_p} C \tag{2.36}$$

ceea ce determină:

$$r = \frac{R_p}{2}\left(1 - \frac{\Delta C_f}{C}\right) \tag{2.37}$$

2.3.4 Punţi cu transformatoare



O variantă a circuitului în punte, interesantă pentru tehnica măsurărilor, o constituie puntea cu transformator. Această punte este frecvent utilizată cu traductoare de tip inductiv deoarece este mai simplă şi mai sensibilă decât puntea de impedanţe. O variantă simplă de asemenea punte este reprezentată în fig.2.19. Puntea constă din două bucle de curent, în care acţionează tensiunile $\underline{u}_1$, respectiv $\underline{u}_2$ şi în care sunt conectate impedanţele $\underline{Z}_1$, respectiv $\underline{Z}_2$. Condiţia de echilibru este determinată de egalitatea curenţilor prin cele două impedanţe:

$$\frac{\underline{u}_1}{\underline{u}_2} = \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} \tag{2.38}$$

deci echilibrarea va putea fi realizată fie prin modificarea punctului de priză de pe înfăşurarea secundară a transformatorului, fie prin modificarea valorii impedanţelor conectate în circuit.

Admiţând o construcţie simetrică a punţii:

$$\underline{u}_1 = \underline{u}_2 = \underline{u}_0 = const. \tag{2.39}$$

rezultă la echilibru:

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = \underline{Z} \tag{2.40}$$

Considerând că impedanţa $\underline{Z}_1$ reprezintă un traductor şi că în timpul măsurării ea variază cu cantitatea $+\Delta\underline{Z}$, variaţia curentului prin circuit va fi:

$$\Delta\underline{i} = \frac{2\underline{u}_0}{2\underline{Z}} - \frac{2\underline{u}_0}{2\underline{Z} + \Delta\underline{Z}} = \frac{\underline{u}_0}{\underline{Z}} \cdot \frac{\Delta\underline{Z}/2\underline{Z}}{1 + \Delta\underline{Z}/2\underline{Z}} \tag{2.41}$$

iar tensiunea de dezechilibrare a punţii

$$\underline{u}_e = \underline{Z} \cdot \Delta\underline{i} = \underline{u}_0 \cdot \frac{\Delta\underline{Z}/2\underline{Z}}{1 + \Delta\underline{Z}/2\underline{Z}} \tag{2.42}$$

Eroarea de neliniaritate a acestei punţi va fi:

$$e_r = \left[1 - \frac{1}{1 + \Delta\underline{Z}/2\underline{Z}}\right] 100 \quad [\%] \tag{2.43}$$

identică cu cea a unei punţi de impedanţe de configuraţie asemănătoare (2.25), iar sensibilitatea:

$$\underline{S} = \frac{\underline{u}_e/\underline{u}_0}{\Delta\underline{Z}/\underline{Z}} \cong \frac{1}{2} \tag{2.44}$$

dublă în raport cu cea a unei punţi de impedanţe de configuraţie asemănătoare. Dacă transformatorul de alimentare este construit corect, raportul de tensiuni $\underline{u}_1/\underline{u}_2$ va fi practic real.

În consecinţă şi raportul de impedanţe $\underline{Z}_1/\underline{Z}_2$ trebuie să ie real, adică cele două impedanţe trebuie să aibă aceeaşi natură: ambele rezistenţe, ambele inductanţe sau ambele capacităţi.

Datorită impedanţelor parazite, pot apărea mici tensiuni de dezechilibru ale punţii care se anulează cu ajutorul unui mic condensator variabil conectat la bornele unuia din braţe.

2.4. COMPENSATOARE DE TENSIUNE

2.4.1. Compensatorul de tensiune manual

• **Schema de principiu** a unui compensator de tensiune manual este dată în fig.2.20. Traductorul este modelat prin bateria E_x şi rezistenţa internă R_x. *DN* este nu detector de nul, P – un potenţiometru calibrat (căruia i se cunoaşte cu precizie raportul

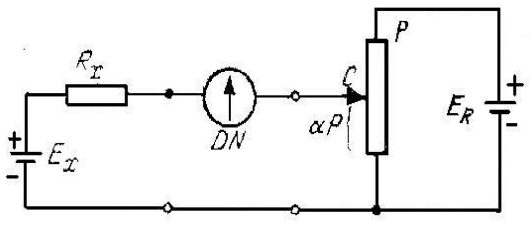


Fig. 2.20. Schema de principiu a unui comparator de tensiune manual

de divizare, α), iar E_R – o sursă de referinţă.

Mişcând cursorul potenţiometrului *P* până în momentul în care detectorul de nul, *DN* , indică zero, se obţine

$$E_X = \alpha \cdot R_R \qquad (2.45)$$

În momentul realizării echilibrului, curentul debitat de traductor este nul, astfel că în mod ideal rezistenţa R_X şi rezistenţa firelor de legătură nu introduc erori asupra valorii E_X măsurate, iar măsurarea se face fără consum de energie de la traductor.

În industrie compensatoarele de acest tip sunt utilizate, de exemplu, pentru măsurarea tensiunilor date de termocupluri. Schema de principiu din fig.2.20 este greu de realizat deoarece necesită o sursă de referinţă E_R , care trebuie să debiteze în mod permanent un curent relativ mare.

- **Realizarea tipică a unui compensator manual** elimină această dificultate, schema construindu-se ca în fig.2.21.a (s-a considerat cazul măsurării cu un termocuplu). Curentul *I* dat de sursa *E* se reglează la valoarea sa nominală prin intermediul rezistenţei *R*, comutatorul *K* fiind în poziţia *E* (etalonare). În momentul în care detectorul de nul indică zero, curentul are valoarea:

$$I = \frac{E_R}{R_E} \qquad (2.46)$$

Trecând comutatorul *K* în poziţia *L* (lucru), se măsoară tensiunea electromotoare E_X dată de termocuplu:

$$E_X = \alpha PI = \alpha \frac{P}{R_E} E_R = const. \cdot \alpha \qquad (2.47)$$

Se constată că sursa de referinţă este utilizată numai în cazul operaţiei de etalonare, operaţie care elimină erorile introduse de variaţia sursei de alimentare E.

Compensatoarele manuale destinate măsurării cu termocupluri

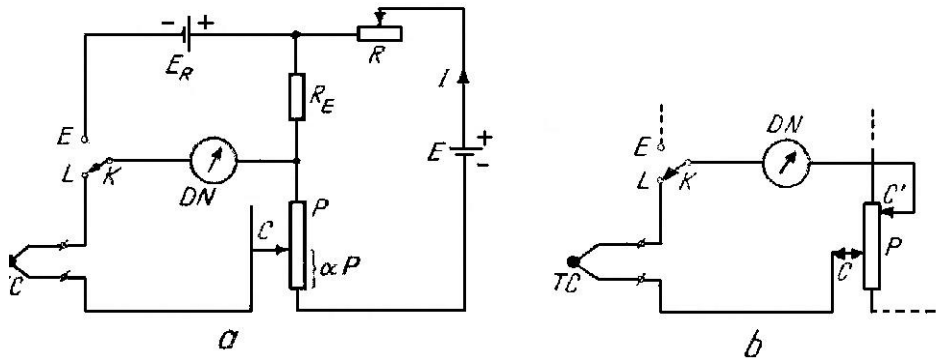


Fig. 2.21. Etalonarea valorii curentului prin potenţiometrul P (a) şi modul de compensare a efectului temperaturii joncţiunii reci, (b), în cazul realizării tipice a unui compensator de tensiune manual

realizează şi operaţia de *eliminare a efectului dat de temperatura joncţiunii reci.* Observând că prin racordarea termocuplului la compensator (în mod obligatoriu cu cablu de prelungire) temperatura joncţiunii reci este chiar temperatura compensatorului. O soluţie simplă de eliminare a efectului temperaturii joncţiunii reci constă în deplasarea cursorului C' (fig. 2.21.b).

2.4.2 Compensatoare automate

Realizarea unui compensator automat se poate face în două moduri, obţinându-se compensatoare de tip integral şi compensatoare de tip proporţional.

- **Compensator de tip integral**

Schema de principiu a unui compensator de tip integral este dată în fig.2.22. Tensiunea de eroare Δv (egală cu diferenţa între tensiunea care apare la bornele traductorului şi tensiunea compensatoare Ec) se aplică unui amplificator de putere sensibil la fază, A, care ridică nivelul de putere al semnalului de eroare la valoarea necesară pentru comanda motorului reversibil de turaţie mare şi putere mică, M. Motorul M, care în funcţie de semnalul tensiunii Δv se învârte într-un sens sau altul, deplasează prin intermediul reductorului R cursorul potenţiometrului de compensare astfel încât să rezulte micşorarea tensiunii de eroare, până în situaţia în care, în mod ideal, se obţine $\Delta v = 0$.

Se observă că în esenţă este vorba de fapt de un sistem cu reacţie negativă, care lucrează cu echilibrare continuă, căutând permanent să fie în starea cu $\Delta v = 0$.

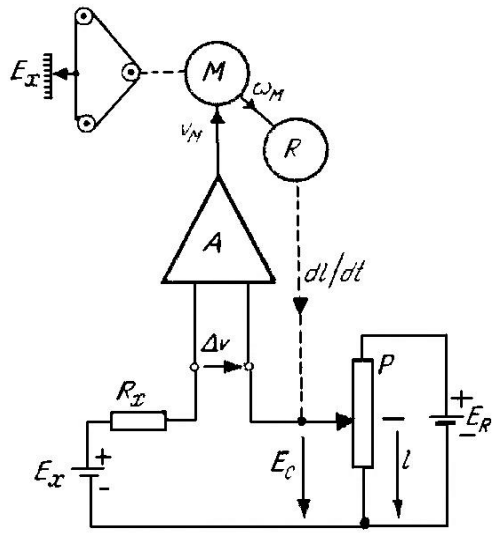


Fig. 2.22. Schema de principiu a unui compensator integral

Mărimea de intrare o constituie tensiunea de compensare (sau deplasarea cursorului), iar mărimea de ieşire – tensiunea de dezechilibru (de eroare), Δv. Relaţia între cele două mărimi are un caracter integral, fapt care determină şi numele de compensator de tip integral sau, pe scurt, *compensator integral*. Într-adevăr tensiunea de comandă a motorului (la ieşirea

din amplificator) este proporţională cu tensiunea de dezechilibru $v_M \sim \Delta v$, iar turaţia motorului este proporţională (într-o aproximaţie de prim ordin) cu tensiunea de comandă

$$\omega_M \sim v_M \sim \Delta_v$$

Deoarece deplasarea cursorului este proporţională cu *numărul de rotaţii* ale axului motorului

$$l \sim \int \omega_M \cdot dt$$

Se obţine, în final, o relaţie de tip integral

$$l \sim \int (\Delta v) \cdot dt \qquad (2.48)$$

O consecinţă directă a acestei relaţii integrale o constituie faptul că, în mod ideal, compensatorul integral are o eroare staţionară nulă în cazul în care la intrare i se aplică un salt de tensiune. În realitate, datorită faptului că există frecări, că motorul nu porneşte decât de la o anumită valoare a tensiunii de comandă, eroarea staţionară nu este nulă.

Afişarea valorii tensiunii măsurate, se face prin intermediul unui sistem de indicare legat mecanic de axul motorului.

Compensatoarele automate de tip integral au o largă răspândire în industrie, fiind utilizate pentru măsurarea tensiunilor electromotoare date de diverse tipuri de traductoare.

O aplicaţie foarte des întâlnită o constituie măsurarea temperaturii cu ajutorul unui termocuplu, scara compensatorului fiind dată direct în grade. ***Schema de principiu a unui compensator integral pentru termocupluri*** este dată în fig.2.23.

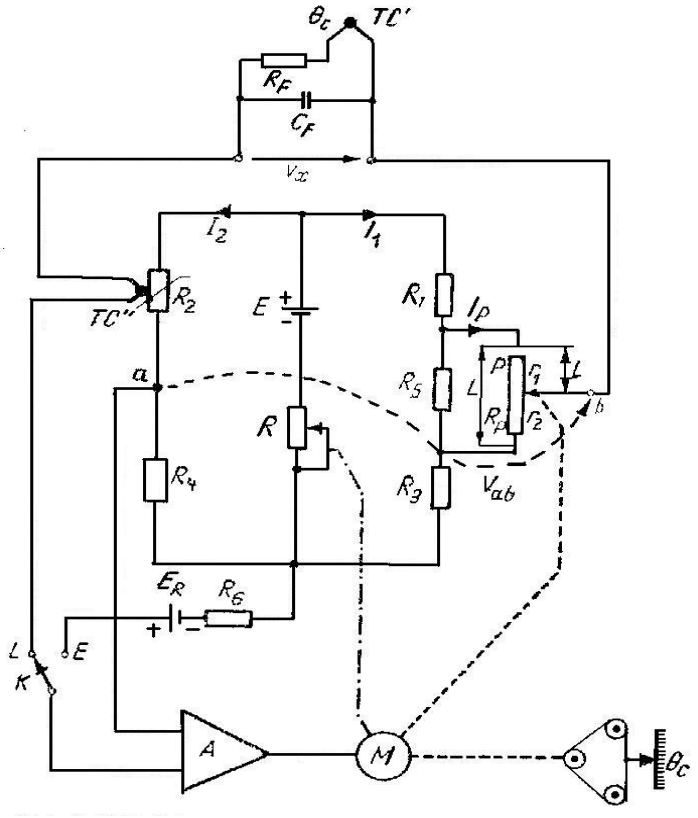


Fig. 2.23. Schema unui compensator automat de tip integral utilizat pentru măsurarea temperaturilor cu termocupluri

Tensiunea V_x de la ieşirea termocuplului TC' se compară cu tensiunea de compensare V_{ab}. Urmărind fig.2.23 rezultă următoarea expresie pentru tensiunea V_{ab}:

$$V_{ab} = I_1 R_1 + I_1 \frac{r_1}{r_1 + r_2} \cdot \frac{R_5 (r_1 + r_2)}{R_5 + r_1 + r_2} - I_2 R_2 \qquad (2.49)$$

Deoarece prin construcţia compensatorului se realizează egalitatea

$$I_1 R_1 = I_2 R_2 \qquad (2.50)$$

rezultă:

$$V_{ab} = r_1 \frac{R_5 I_1}{R_5 + r_1 + r_2} = r_1 I_P = \frac{l}{L} R_P I_P , \qquad (2.51)$$

relaţie care arată că tensiunea de compensare este proporţională cu deplasarea cursorului potenţiometrului de compensare.

Tensiunea dată de termocuplul TC' are expresia

$$V_x = S_\theta (\theta_C - \theta_R) \qquad (2.52)$$

unde: S_θ - este sensibilitatea termocuplului; θ_C – temperatura joncţiunii calde; iar θ_R – temperatura joncţiunii reci.

În momentul compensării $V_x = V_{ab}$ sau

$$S_\theta (\theta_C - \theta_R) = \frac{l}{L} R_P I_P$$

Poziţia cursorului potenţiometrului de compensare este dată de

$$l = \frac{S_\theta}{I_P} \cdot \frac{L}{R_P} (\theta_C - \theta_R) \qquad (2.53)$$

relaţie care pune în evidenţă caracterul liniar a dependenţei l (θ_c).

Odată determinată această relaţie, se pot pune în discuţie condiţiile pe care trebuie să le realizeze elementele circuitului de măsurare din fig.2.23 pentru a se reduce la minimum influenţa diverşilor factori perturbatori.

O primă condiţie care trebuie realizată este ca I_P = *const.* Pentru că curentul prin potenţiometrul de compensare, I_P , este direct proporţional cu curentul I_1, iar curentul I_1 este şi el direct proporţional cu curentul I_2, condiţia I_P = *const*, se transcrie I_2 = *const.*

Variaţia curentului I_2 este determinată de variaţia în timp a sursei de alimentare, E. Menţinerea valorii curentului I_2 într-o gamă de variaţie

restrânsă se realizează automat printr-o etalonare periodică. În acest scop, prin intermediul unui mecanism de tip „ceas" comutatorul *K* se trece periodic, la intervale de timp determinate, de pe poziţia *L* (lucru) pe poziţia *E* (etalonare); simultan, motorul se decuplează de la cursorul potenţiometrului *R*.

În poziţia *E* a comutatorului *K*, căderea de tensiune R_4I_2 se compară cu o tensiune de referinţă E_E. Tensiunea de referinţă este obţinută la modelele mai vechi de la un element etalon Weston, iar la modelele mai noi – de la un stabilizator de tensiune (de obicei o referinţă de tensiune, monolitică). Rezistenţa R_4 este o rezistenţă de precizie (toleranţa asupra valorii nominale şi coeficientul de temperatură sunt foarte reduse).

În cazul în care căderea de tensiune R_4I_2 diferă de tensiunea referinţei E_R, se comandă punerea în mişcare a motorului *M*, care deplasează cursorul potenţiometrului *R* până în momentul în care se realizează egalitatea $R_4I_2 = E_R$, egalitate care este echivalentă cu atingerea de către curentul I_2 a valorii prescrise. Această operaţie de autocalibrare este denumită în mod obişnuit *„standardizarea valorii curentului"*.

Observaţie: Deoarece tensiunile de dezechilibru care pot apărea la trecerea pe poziţia „Etalonare" pot fi mult mai mari decât acelea care apar în procesul de măsurare, în serie cu sursa de referinţă E_R se introduce o rezistenţă R_G care are rolul de a limita superior curentul debitat de sursa E_R. Realizările noi de compensatoare pentru termocupluri folosesc pentru sursa de alimentare *E* fie baterii cu o durată de viaţă foarte lungă, fie surse stabilizate; în acest ultim caz stabilitatea în timp şi sensibilitatea extrem de redusă faţă de variaţiile de temperatură fac inutilă existenţa circuitului de etalonare periodică.

A doua condiţie care trebuie realizată este ca $R_P = const.$ Valoarea constantă a rezistenţei potenţiometrului de compensare se obţine prin alegerea convenabilă a materialului din care se realizează potenţiometrul. În mod obişnuit potenţiometrul de compensare este format dintr-una sau mai multe spirale de sârmă calibrată, din manganină, înfăşurată pe bare izolate din cupru. Potenţiometrul se montează pe perimetrul unui disc din material plastic; pe acelaşi disc se montează şi rezistenţa care constituie şuntul.

Se observă că ceea ce măsoară de fapt compensatorul este diferenţa între temperaturile θ_C şi θ_R; rezultă că variaţiile de temperaturii joncţiunii reci se transferă direct ca eroare asupra valorii temperaturii θ_C .

O posibilitate de eliminare a acestui efect constă în termostatarea joncţiunii reci. Dacă în condiţii de laborator această soluţie poate fi acceptată, în condiţiile unei platforme industriale ea generează dificultăţi relativ mari, legate în special de cost şi de incomoditatea în utilizare.

O altă soluţie – des utilizată – constă în a lăsa joncţiunea de referinţă la temperatura ambiantă şi de a introduce o corecţie dependentă de valoarea temperaturii ambiante. În acest scop rezistenţa R_2 (de compensare) se realizează dintr–un material cu coeficient de temperatură pozitiv (de exemplu cupru, nichelină) şi se montează astfel încât să se afle în imediata apropiere a capetelor libere (sau a joncţiunii de referinţă) ale termocuplului (sau termocuplurilor, în cazul unui compensator cu mai multe canale de măsurare). Să presupunem că temperatura mediului ambiant (deci temperatura joncţiunii de referinţă şi a rezistenţei R_2) a crescut cu $\Delta\theta_R$.

Deoarece $S_\theta(\theta_C - \theta_R) = R_1I_1 + r_1I_P - R_2I_2$, rezultă condiţia de eliminare a efectului dat de variaţia temperaturii ambiante: $S_\theta\Delta\theta_R = \Delta(R_2I_2)$ sau $S_\theta\Delta\theta_R = R_2I_2\Delta\theta_R\alpha_\theta$

Din această relaţie rezultă valoarea pe care trebuie ă o aibă coeficientul de temperatură α_θ al rezistenţei R_2:

$$\alpha_\theta = \frac{S_\theta}{R_2I_2} \qquad (2.54)$$

Utilizând această metodă de corecţie, influenţa variaţiei de temperatură a mediului ambiant se poate reduce în practică de 30…100 ori. În cazul în care temperatura mediului ambiant variază rapid, temperatura rezistenţei R_2 se modifică mai lent – din cauza inerţiei termice mai mari – decât temperatura capetelor libere ale termocuplului de măsurare, fapt care conduce la o măsurare eronată.

Eliminarea acestui efect nedorit se realizează introducând în schemă un termocuplu suplimentar de compensaţie TC", cuplat termic strâns cu rezistenţa R_2. Tensiunea electromotoare dată de acest termocuplu de compensaţie se adaugă al corecţia dată de R_2 atât timp cât temperatura rezistenţei R_2 diferă de temperatura capetelor libere ale termocuplului de măsurare.

Observaţie: În cazul compensatoarelor destinate să măsoare numai tensiuni, aceste metode de corecţie nu îşi mai au rostul; de aceea, la aceste compensatoare rezistenţa R_2 se realizează din manganină.

Rezistenţele R_1, R_3 (care permit ajustarea limitelor scării de măsurare), R_5 (care fixează intervalul de măsurare al intervalului) şi R_4 (de etalonare) sunt realizate prin bobinare, din sârmă de manganină. Pentru a compensa efectele date de îmbătrânire, în serie cu rezistenţele R_1 şi R_5 se adaugă de obicei rezistenţele reglabile, tot din manganină, care se folosesc ca rezistenţe de ajustare a intervalului de măsurare.

● **Compensatorul de tip proporţional**

Ideea pe care se bazează realizarea compensatoarelor de tip proporţional este de a se utiliza o reacţie negativă cu ajutorul căreia se obţine compensarea tensiunii sau curentului măsurat.

Schemele de principiu ale *compensatoarelor de tip proporţional de tensiune* sunt date în fig.2.24, iar cele ale *compensatoarelor de curent* – în

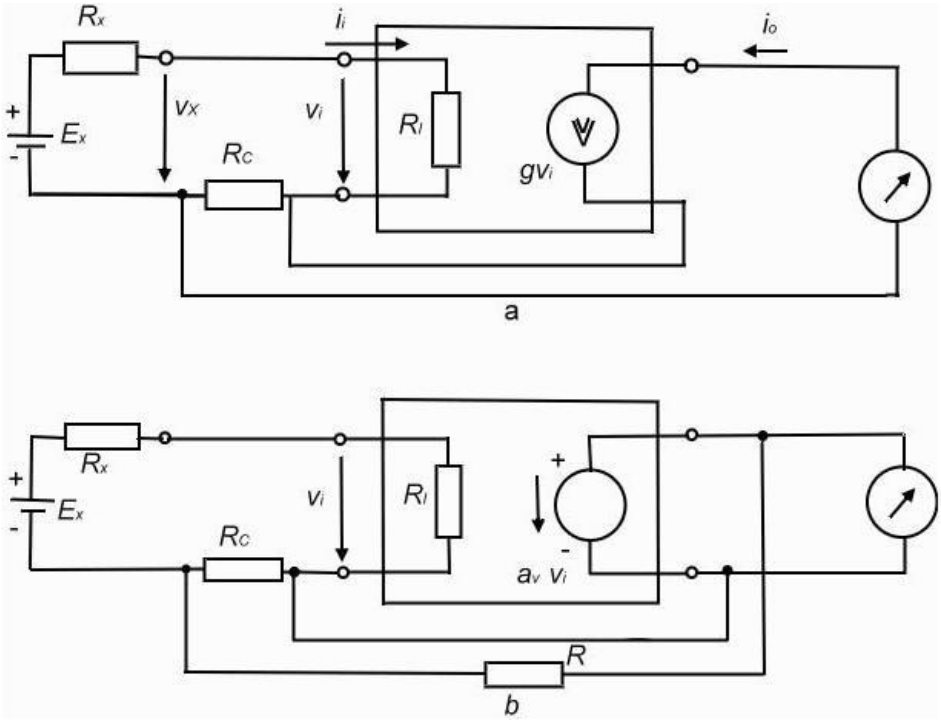


Fig. 2.24. Scheme de principiu ale compensatoarelor de tensiune de tip proporţional cu ieşire în curent (a) şi în tensiune (b)

fig.2.25. Se observă că toate aceste compensato are nu asigură teoretic o

compensare *exactă* a tensiunii sau a curentului; ele sunt afectate de o *eroare statică*.

De exemplu, pentru ***compensatorul de tensiune*** din fig.2.24a căderea de tensiune compensatoare $R_C i_0$ nu este egală cu E_x; eroarea statică relativă este dată de:

$$\frac{E_X - R_C i_o}{E_X} = \frac{1}{1 + gR_C \dfrac{R_i}{R_X + R_i}} \tag{2.55}$$

Deoarece în mod obişnuit $R_i \gg R_x$ expresia erorii statice se reduce la

$$\frac{E_X - R_C i_o}{E_X} = \frac{1}{1 + gR_C}. \tag{2.56}$$

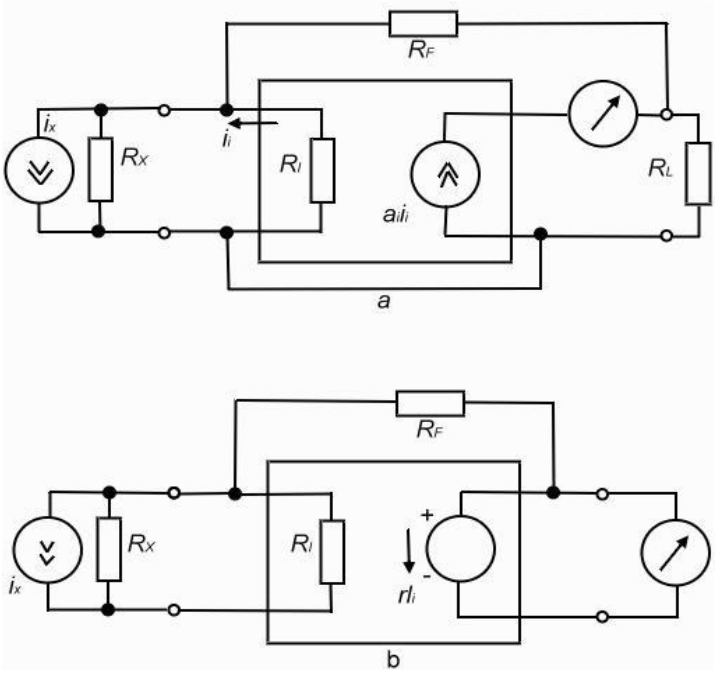


Fig. 2.25. Scheme de principiu ale compensatoarelor de curent de tip proporţional cu ieşire în curent (a) şi în tensiune (b)

Rezistenţa de intrare, R_{in}, pe care o vede traductorul (această schemă de compensator este de fapt un amplificator cu reacţie negativă serie la intrare) este dată de

$$R_{in} = R_i(1 + gR_C) \qquad (2.57)$$

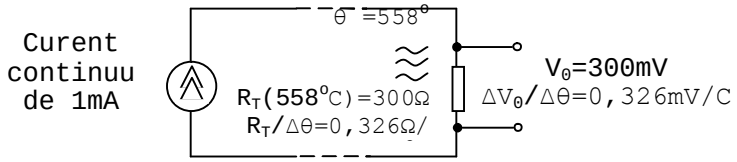
Condiţia ca eroarea statică să fie mică este echivalentă cu condiţia ca valoarea câştigului pe buclă să fie mare. În aceste condiţii măsurarea se face practic fără consum de energie de la traductor.

Pentru rezistenţa de intrare se pot atinge valori de ordinul $10^{12}…10^{14}\Omega$. Ca urmare, acest tip de compensatoare se utilizează pentru traductoarele care au o rezistenţă internă foarte mare, cum ar fi, de exemplu, electrozii pentru măsurat concentraţii sau *p*H, camerele de ionizare.

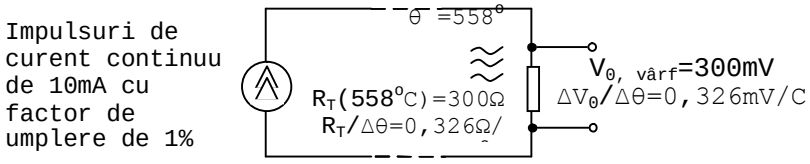
Analiza ***compensatoarelor de curent*** conduce la aceeaşi concluzie: condiţia ca eroarea statică să fie mică este echivalentă cu condiţia ca valoarea câştigului pe buclă să fie mare. În aceste condiţii, rezistenţa de intrare pe care o vede traductorul este foarte mică, iar măsurarea se face practic fără consum de energie de la traductor.

2.5. ALTE CIRCUITE SI TEHNICI DE MASURARE

În calitate de circuite de măsurare se mai utilizează **divizoarele de tensiune** (un element al divizorului îl constituie chiar traductorul) şi **circuitele acordate** (în special pentru măsurare la frecvenţe ridicate a traductoarelor capacitive şi inductive de valori mici). În cazul circuitelor acordate traductorul se conectează în serie sau în paralel cu circuitul acordat şi se urmăreşte variaţia frecvenţei de rezonanţă, a factorului de calitate.



a puterea disipată: 0,3mV



b puterea disipată de vârf: 30mW
puterea disipată medie: 0,3mW

Fig. 2.26. Alimentarea unui traductor în impulsuri

Operarea traductorului în impulsuri. Operarea traductorului în impulsuri poate aduce un câştig important în ceea ce priveşte nivelul semnalului de la ieşirea sa.

Un exemplu este utilizarea circuitului AD596 pentru comanda şi reglajul unei instalaţii de încălzire. Alimentarea termorezistenţei în impulsuri conduce în cazul acestui exemplu la creşterea nivelului de semnal de 10 ori, puterea medie disipată rămânând neschimbată. Acest câştig se realizează pe seama complicării elementului de prelucrare ce urmează după traductor (în cazul de faţă devine absolut necesar să se utilizeze un circuit S/H pentru prelucrarea semnalului).

Utilizarea unui filtru sincron. În cazul în care traductorul lucrează într-un mediu în care există un zgomot dat de impulsuri perturbatoare, eliminarea lor se poate realiza prin întreruperea (blocarea) căii de semnal pe toată durata impulsului respectiv.

Un exemplu de astfel de circuit apare în fig.2.27. Termorezistenţa R_T măsoară temperatura. Încălzirea se face prin intermediul unui arzător ca flacără. Pentru a avea certitudinea că flacăra stă mereu aprinsă se generează permanent impulsuri de aprindere sub forma unor scântei date de un eclator. Eliminarea zgomotului se face cu ajutorul unui circuit S/H care pe toată durata unui i8mpuls de aplicare este în starea de memorare(în restul intervalului de timp se află în starea de eşantionare). Prin utilizarea acestui circuit S/H se realizează de fapt un filtru sincron.

2.6. MODIFICAREA CARACTERISTICII DE TRANSFER

Dintre tehnicile de circuit întâlnite curent în domeniul sistemelor şi AEMC, în acest paragraf se discută *ofsetarea* şi *liniarizarea.*

Ofsetarea. Prin ofsetare se înţelege deplasarea nivelului semnalului cu o valoare dată, controlabilă şi reproductibilă. Ca exemple tipice de

aplicaţii în care ofsetarea oferă o soluţie eficientă se pot enumera:

- măsurarea unor variaţii mici suprapuse peste o valoare iniţială mare;
- schimbarea originii semnalului (trecerea de la K, la $^{\circ}C$, fig.2.28, de la presiunea absolută la presiunea relativă);
- eliminarea unui nivel de mod comun;
- eliminarea sau introducerea unui ofset (de exemplu trecerea de la un semnal de tensiune de 0...10V la un semnal de curent de 4...20mA).

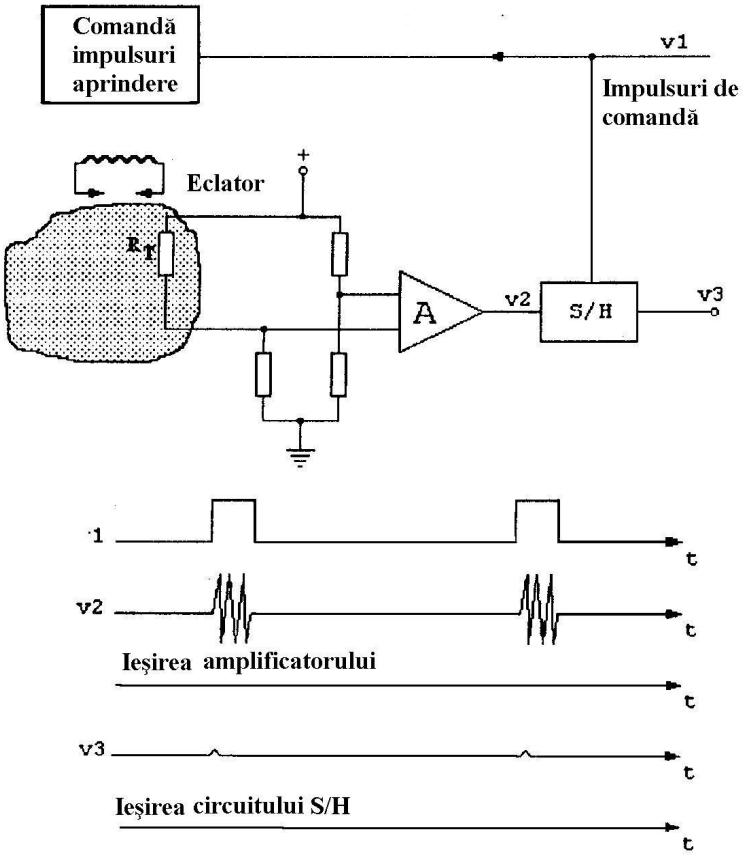


Fig. 2.27. Filtru sincron pentru eliminarea zgomotului

formă particulară de ofsetare o constituie **compensarea efectului dat de**

temperatura joncţiunii de referinţă (joncţiunea rece) **a unui termocuplu.**

În circuitul des întâlnit din fig.2.29, în diagonala punţii apare o *tensiune de compensare proporţională cu temperatura joncţiunii reci* (R_C sunt rezistenţa din cupru dependente de temperatură, iar R_M rezistenţe din manganină practic independente de temperatură). Puntea de compensare se montează în aşa fel încât temperatura elementelor sale să fie egală cu temperatura joncţiunii de referinţă.

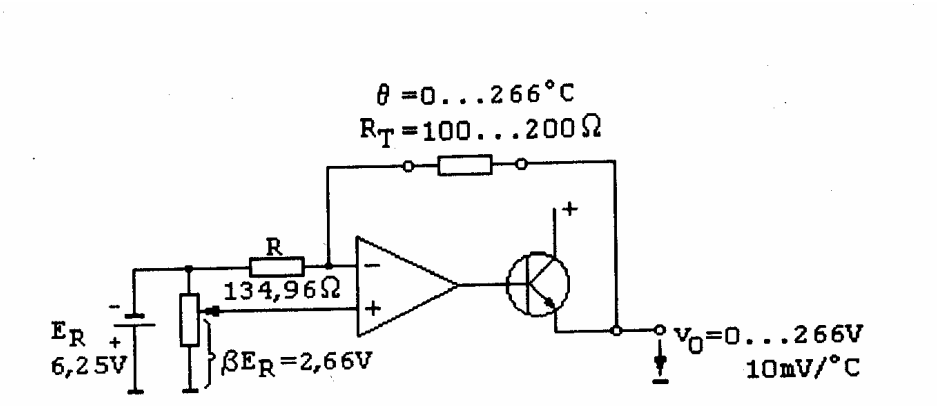


Fig. 2.28 Schimbarea originei pentru afişarea în ^{0}C

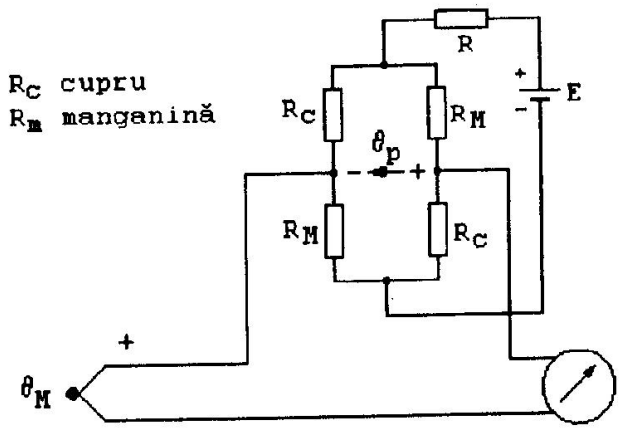


Fig. 2.29 Compensarea temperaturii joncţiunii reci cu o punte a cărei tensiuni de dezechilibru este proporţională cu temperatura

În circuitul din fig.2.30 compensarea temperaturii joncţiunii reci se obţine prin utilizarea sursei de curent dependent de temperatură AD 590, cu care se află în contact termic intim. Tensiunea de pe rezistenţa R_A realizează compensarea iar referinţa E_{REF} ofsetează tensiunea de pe rezistenţa R cu valoarea corespunzătoare celor $273{,}16\,\mu A$ daţi de sursa de curent la $0\,^{\circ}C$. Pentru temperaturi ale mediului ambiant cuprinse între 15 şi $35\,^{\circ}C$, eroarea care se obţine este sub $0{,}1\,^{\circ}C$.

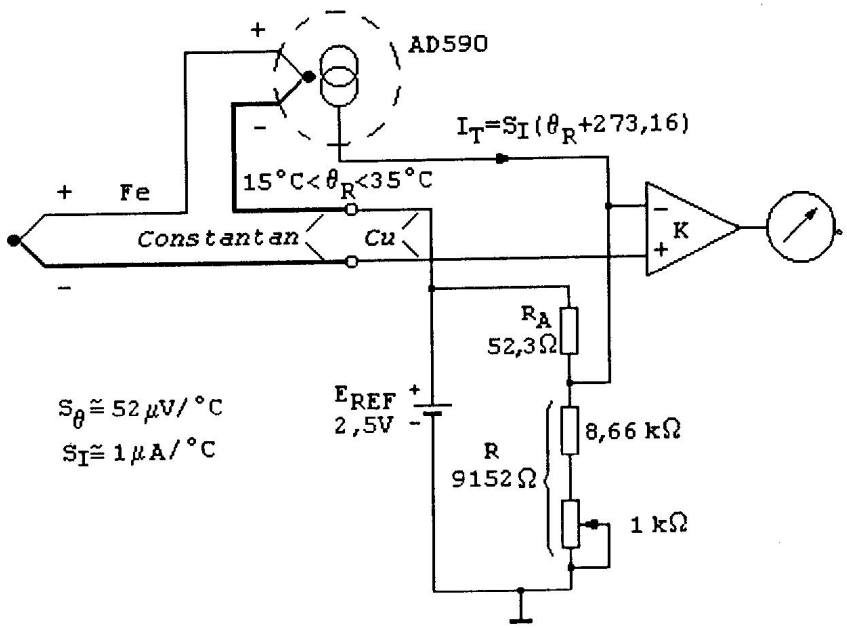


Fig. 2.30. Compensarea temperaturii joncţiunii reci prin utilizarea unei surse de curent dependent de temperatură

Liniarizarea. O cale directă pentru liniarizarea unei caracteristici de transfer a traductorului, a elementului de prelucrare sau a ansamblului traductor cu elementul de prelucrare o oferă *abordarea numerică*. În acest caz fie se depune caracteristica de transfer într-un ROM, fie se face apel la algoritmi de calcul al funcţiei inverse funcţiei de transfer.

Pentru foarte multe aplicaţii liniarizarea analogică oferă avantaje reale, determinate de implementarea rapidă şi ieftină a circuitelor de liniarizare cu ajutorul blocurilor de multiplicare, a convertoarelor multifuncţionale, a amplificatoarelor logaritmice.

Ca exemplu este liniarizarea caracteristicii unui termistor în jurul unei valori date a temperaturii utilizat ca traductor de temperatură. Liniarizarea constă în plasarea în serie cu termistorul a unei rezistenţe R independente de temperatură.

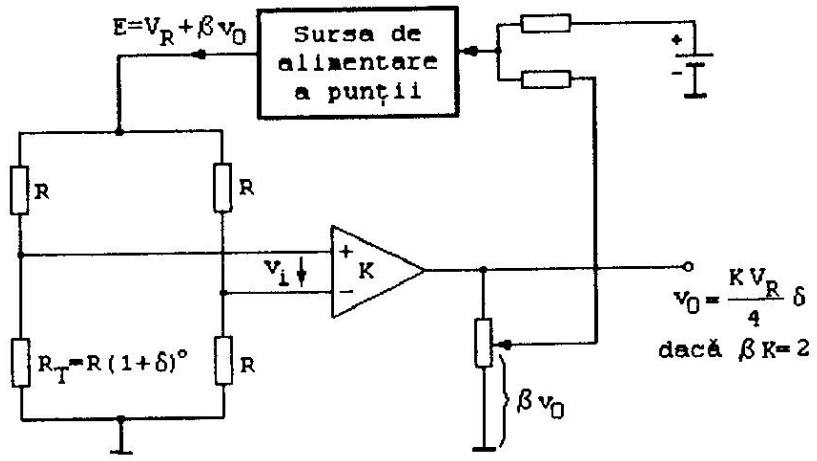


Fig. 2.31. Liniarizarea răspunsului unei punţi neechilibrate, utilizând o tensiune de alimentare dependentă de tensiunea de la ieşire

În circuitul din fig.2.31, datorită faptului că **tensiunea de alimentare a punţii neechilibrate este dependentă de tensiunea de ieşire**, se obţine un răspuns liniar:

$$v_0 = \frac{KV_R}{4}\delta \qquad (2.59)$$

dacă se realizează condiţia $K\beta = 2$.

Liniarizarea răspunsului unei punţi neechilibrate se poate realiza şi prin **utilizarea unui multiplicator**. Multiplicatorul AD534, are o

caracteristică de transfer de forma:

$$v_0 = A\left[\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{[10V]} - (Z_1 - Z_2)\right] \tag{2.60}$$

în care A are o valoare mare (tipic 70dB).

Prin utilizarea circuitului din fig.2.32 se obţine un răspuns liniar:

$$v_0 = \frac{KE}{4}\delta \tag{2.61}$$

dacă se realizează condiţia $K\beta E = 20V$.

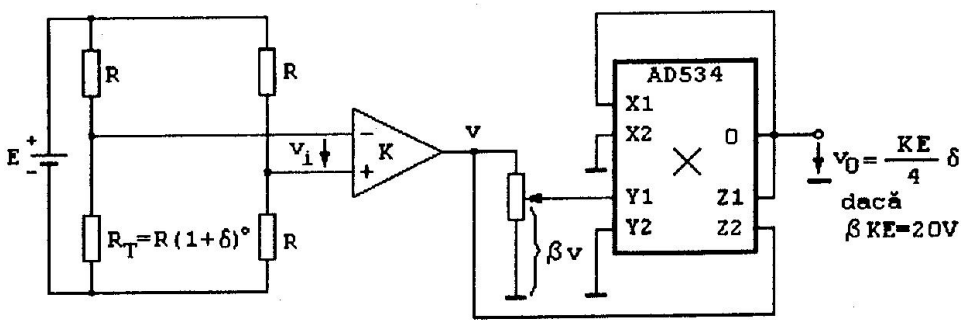


Fig. 2.32. Liniarizarea răspunsului unei punţi neechilibrate prin utilizarea unui multiplicator

CAPITOLUL 3

TRADUCTOARE MECANO-ELASTICE

CAPITOLUL 3

TRADUCTOARE MECANO-ELASTICE

3.1. CONSIDERAŢII GENERALE

Traductoarele pentru forţe şi momente sunt necesare în primul rând pentru supravegherea structurilor cinematice supuse la regimuri variabile de încărcare (de exemplu maşini – unelte, roboţi, linii transportoare). În aceste situaţii, forţa apare ca vector, determinarea direcţiei în care acţionează forţa fiind esenţială. Un caz particular în care interesează doar valoarea absolută a forţei îl constituie operaţia de cântărire automată, deci de determinare a greutăţii unei mase. În toate aceste cazuri forţa poate fi caracterizată şi prin acceleraţia pe care o imprimă structurii cinematice:

$$F = ma \tag{3.1}$$

unde F este forţa care acţionează asupra masei m şi a este acceleraţia. În SI pentru $[m]$=1Kg şi $[a]$=1m/s² şi $[F]$=1N.

Momentul forţei M este produsul dintre forţă şi distanţa dintre direcţia forţei şi axa (centrul) de rotaţie (braţul forţei):

$$M = Fl \qquad \text{sau} \qquad M = \frac{d\omega}{dt} \tag{3.2}$$

unde l este braţul forţei, J –momentul de inerţie, a –acceleraţia unghiulară. Momentul poate fi de încovoiere, de torsiune sau de forfecare. În procesele industriale cel mai frecvent se măsoară momentul de torsiune, numit şi cuplu, motiv pentru care se vor face referiri în special la traductoarele de cuplu. În SI unitatea de măsură pentru moment este [Nm].

În strânsă legătură cu măsurarea forţelor de întindere sau compresie este măsurarea alungirii relative (apreciată prin efortul unitar), care reprezintă deformaţia produsă de forţa ce acţionează pe unitatea de suprafaţă într-un solid:

$$\varepsilon_1 = \frac{\sigma}{E} \tag{3.3}$$

unde ε_1 este deformaţia; S efortul unitar; E modulul de elasticitate. Uzual se exprimă în [mm/m] sau în [m/m].

O forţă F, uniform repartizată pe o suprafaţă S, exercită pe această suprafaţă o presiune p, a cărei valoare este dată de:

$$p = F / S \qquad (3.4)$$

Pe baza relaţiei (3.4) se poate deduce uşor că în general măsurările de presiune sunt legate de fapt de măsurările de forţă, ceea ce face ca o serie întreagă de metode de măsurare a presiunilor (ca de exemplu, cele bazate pe efecte pizoelectrice, magnetostrictive, utilizând elemente elastice, mărci tensometrice) să poată fi aplicate şi în domeniul măsurării forţelor, şi invers.

Presiune atmosferică, absolută, diferenţială. Presiunea exercitată de învelişul gazos care înconjoară globul pământesc se numeşte presiunea atmosferică (barometrică). Presiunea atmosferică variază în raport cu altitudinea.

Corpurile aflate pe pământ sunt supuse acestei presiuni atmosferice. În tehnica măsurării presiunii sunt dese cazurile în care trebuie să se ţină seama de acest fapt. Astfel, s-a ajuns la necesitatea de a stabili o presiune atmosferică de referinţă faţă de care să se considere starea fizică a unui corp. Această presiune stabilită convenţional se numeşte, *presiune normală*. S-a definit astfel presiunea normală tehnică, ca fiind presiunea exercitată de o coloană de mercur de înălţime 735,56 mm.

În practica măsurării presiunii se pot întâlni de obicei trei situaţii:

a) măsurarea presiunii în raport cu vidul absolut (considerat de presiune zero): *presiunea absolută*;

b) măsurarea diferenţelor de presiune faţă de cea atmosferică. Această diferenţă poartă numele de *presiune relativă sau efectivă* (presiunile măsurate cu manometre sunt în general presiuni efective). După cum această diferenţă este pozitivă sau negativă, mai poartă numele de suprapresiune sau depresiune. Relaţia dintre presiunea efectivă şi presiunea absolută este:

$$P_a = P_e + 1{,}01325 - \varepsilon \ \text{[bar]} \qquad (3.5)$$

în care: P_a este presiunea absolută; P_e presiune efectivă; ε factor de corecţie reprezentând diferenţa dintre presiunea atmosferică normală şi presiunea atmosferică reală în momentul măsurării.

c) măsurarea diferenţei de presiune faţă de o valoare de referinţă convenţională (care poate fi aleasă de utilizator în funcţie de cerinţele procesului tehnologic).

În acest caz rezultatul măsurării poartă denumirea de *presiunea diferenţială.*

Presiunea statică şi dinamică. Aceşti termeni se utilizează în cazul fluidelor în mişcare. Considerând o suprafaţă plană care separă două mase de fluid în mişcare, presiunea care se exercită pe cele două mase de fluid în planul lor de separaţie este *presiunea statică*. Dacă în acelaşi curent de fluid se pune un obstacol, în punctul de oprire viteza fluidului se anulează şi întreaga energie cinetică specifică a lichidului apare sub forma de presiune. Presiunea din punctul de oprire se numeşte *presiune totală*. Diferenţa dintre presiune totală şi cea statică poartă numele de *presiune dinamică*.

Unitate de măsură pentru presiuni din cadrul sistemului internaţional (SI) este newtonul pe metru pătrat (N/m^2), care mai poartă numele pascal (Pa).

Pe lângă această unitate, în tehnică este larg răspândită o unitate tolerată, şi anume kilogramul – forţă / metru pătrat, kgf/ m^2, sau multiplu al acestuia, kgf/cm^2, numit şi atmosfera tehnică (at), deoarece permite o reprezentare comodă şi simplă a valorilor presiunilor mari.

Una din primele unităţi de măsură a presiunii a fost atmosfera fizică (atm), stabilită în raport cu presiunea atmosferică şi fiind definită iniţial ca presiunea pe care o exercită coloana de mercur cu înălţimea de 760mm, cu densitatea $13,595g/cm^3$ la 0°C şi acceleraţia gravitaţională de $9,80665m/s^2$. Valoarea acestei unităţi s-a păstrat, fiind definită astăzi: 1atm=101325N/ m^2.

Utilizarea dispozitivelor cu lichid pentru măsurarea presiunii a determinat adoptarea unor noi unităţi de măsură: milimetru coloană apă (mmH_2O), milimetru coloană mercur (mmHg), denumit şi torr. Aceste unităţi se utilizează încă destul de des atât în măsurări industriale, cât şi din cele de laborator, multe traductoare de presiune fiind etalonate în aceste unităţi. Unităţile coloană de lichid sunt definite pentru anumite condiţii de temperatură, acceleraţie gravitaţională şi presiunea atmosferică. Astfel, mmH_2O reprezintă presiunea exercitată de o coloană de apă de înălţime de 1mm, la temperatura de 4°C, acceleraţia gravitaţională 980,665 cm/s^2 şi presiunea atmosferică de 760mmHg: milimetru coloană mercur (mmHg) reprezintă presiunea hidrostatică a unei coloane de mercur de înălţime 1mm, la temperatura 0°C, acceleraţia gravitaţională $980,665cm/s^2$ şi presiunea 760mmHg.

Pascalul, unitatea SI pentru măsurat presiunile, este foarte mic ($\approx 0,1$ mmH_2O). De aceea în practică se folosesc multipli pascalului: kPa,

Mpa, (kPa=10^3Pa, Mpa=10^6 Pa). Un multiplu cu largi utilizări este barul (10^5 Pa), care are avantajul că diferă foarte puţin de alte unităţi de măsură (atm, at).

În tabelul 3.1 sunt date principalele unităţi de măsurare de presiune precum şi echivalenţa dintre ele.

Tabelul 3.1.

Unităţi de măsură a presiunii

	bar	Pa	mm $H_2 0$	mmHg	atm	at
bar	1	10^3	10,197	750	0,9869	1,0197
Pa	10^{-5}	1	10,197	0,75	0,9869 * 10^{-3}	1,0197
mmH_2O	0,9807 * 10^{-5}	9,807	1	7,356* 10^{-2}	9,6787 * 10^{-5}	10^{-2}
mmHg	1,013 *10^{-3}	133,3	13,595	1	1,316*10^{-3}	1,359*10^{-3}
atm	1,013	101325	10332	760	1	1,0332
at	0,9807	98066,5	10000	735,56	0,96787	1

În măsurările industriale se consideră de obicei o împărţire a domeniului de variaţie a presiunii (în presiuni mari sau mici). O astfel de divizare este prezentată în diagrama din fig.3.1.

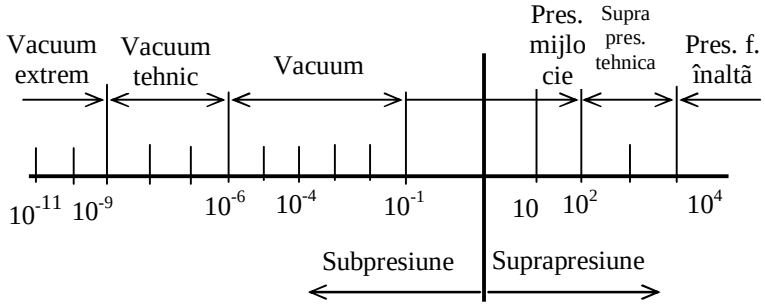


Fig.3.1. Domenii de variaţie a presiunii tehnice

În practica curentă există o mare varietate de tipuri de traductoare pentru măsurat presiunea. Perfecţionarea continuă a acestora, precum şi apariţia altor tipuri sunt justificate de considerente ca: necesitatea măsurării presiunii cu precizie ridicată, reducerea costului, măsurarea simultană a mai

multor presiuni şi centralizarea datelor, măsurării în condiţii speciale (temperaturi mari, presiuni dinamice pulsatorii cu frecvenţa ridicată, vibraţii), controlul unor procese tehnologice sau fenomene fizice fiziologice.

Ca în orice operaţie de măsurare şi în acest caz este necesară alegerea unor elemente sensibile adecvate.

De regulă aceste elemente sensibile convertesc presiunea fie într-o mărime intermediară de natura unei deplasări sau deformaţii mecanice, fie direct într-o mărime electrică (tensiune, sarcină electrică etc.).

Deplasările sau deformaţiile mecanice rezultate pot fi convertite în semnal electric, cele mai utilizate urmărind modificarea de parametri electrici (R, L, C, reluctanţe magnetice). În acest caz, măsurarea presiunii presupune o serie de conversii p→deformare mecanică→parametru electric.

3.2. TIPURI DE TRADUCTOARE MECANO-ELASTICE

Traductoarele mecanice se folosesc pentru convertirea unor mărimi mecanice ca forţe, momente sau presiuni într-o deplasare liniară sau unghiulară. Această deplasare se percepe direct în cazul aparatelor de măsurare mecanice ca dinamometre, manometre, sau se aplică mai departe altor traductoare la care mărimea de intrare este o deplasare (traductoare reostatice, inductive, capacitive) sau la traductoare la care mărimea de intrare este tensiunea mecanică (traductoare tensometrice). Prin urmare, mărimile de intrare la traductoarele mecano-elastice pot fi foarte concentrate, momente de torsiune, presiuni de gaze lichide şi de asemenea temperatura. În fig.3.2 sunt prezentate schematic cele mai utilizate traductoare mecano-elastice la care mărimea de intrare este o forţă concentrată, iar mărimea de ieşire este o deplasare liniară. Astfel de traductoare se folosesc la dinamometre, vibrometre şi accelerometre.

Pentru măsurarea forţelor mari (peste 10kN) se utilizează bare compacte (fig.3.2.a) iar pentru forţe medii (10-100kN) tuburi cu pereţi subţiri şi inele (fig.3.2.b şi g). Pentru sesizarea forţelor mici se folosesc resoarte elicoidale (fig.3.2.h), lame elastice plane (fig.3.2.c, d şi e) sau membrane cu centru rigid (fig.3.2.f). O largă utilizare o are grinda încastrată de egală rezistenţă (fig.3.2.d) la care pe toată suprafaţa elementului elastic, efortul unitar normal este constant.

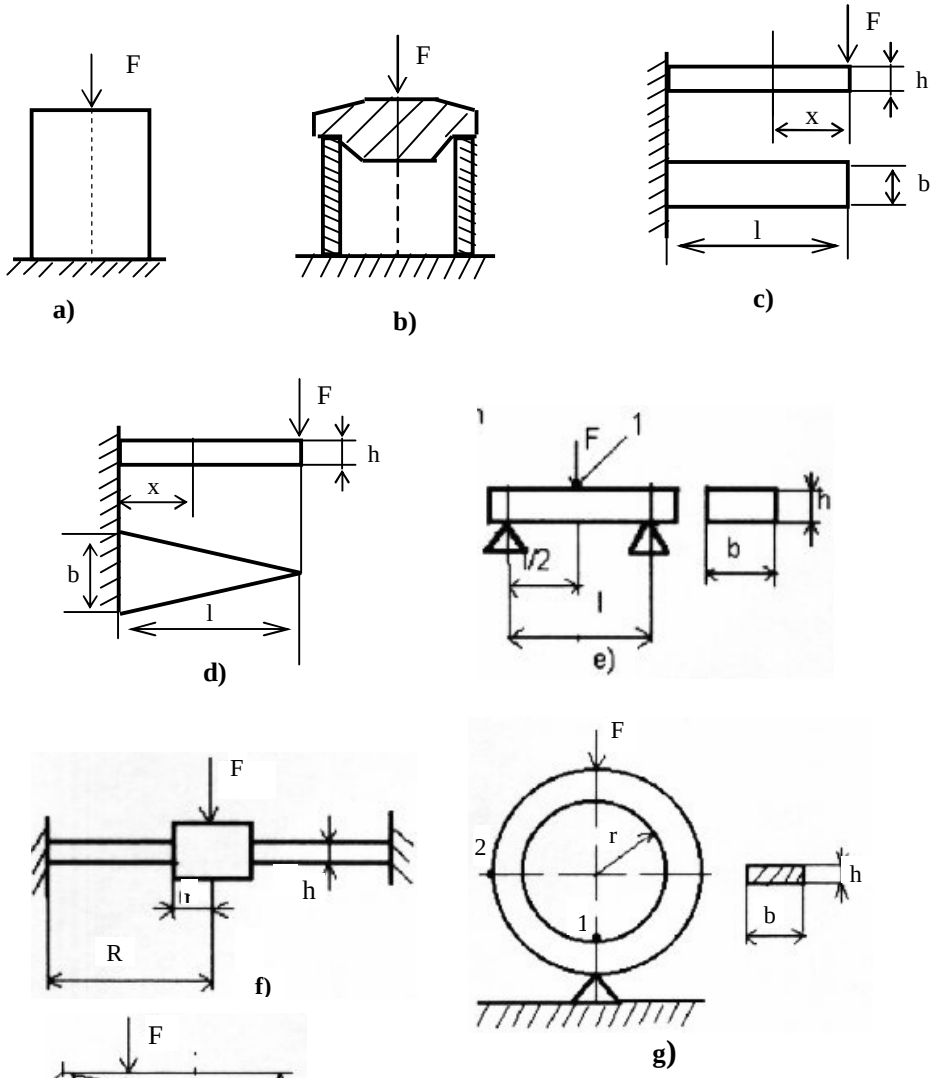


Fig. 3.2 Traductoare mecano-elastice pentru măsurarea forţelor

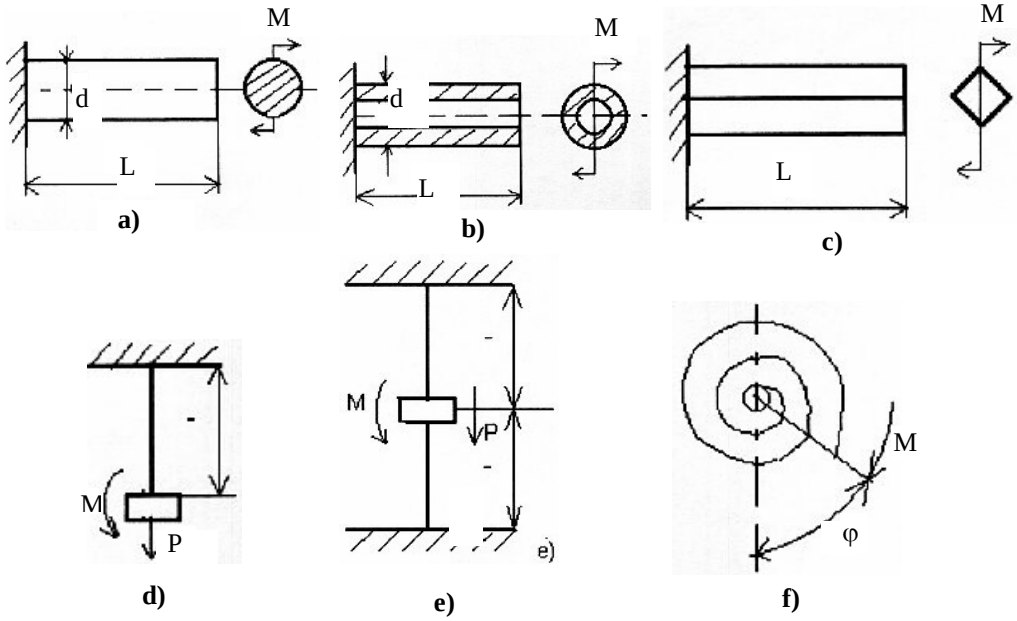


Fig. 3.3 Traductoare mecano-elastice pentru măsurarea cuplurilor

Traductoarele mecano-elastice la care mărimea de intrare este un cuplu de torsiune M iar mărimea de ieşire este o deplasare unghiulară α, sunt prezentate în fig.3.3. Acestea sunt arbori compacţi sau tubulari cu secţiunea circulară pătratică (fig. 3.2.a, b şi c), fire de torsiune suspendate (fig.3.3.d) sau întinse (fig. 3.3.e) şi resoarte spirală (fig.3.5.f).

Pentru măsurarea presiunilor se folosesc diferite tipuri de traductoare mecano-elastice. Acestea pot fi membrane plane sau gofrate (fig.3.4.a şi b). Membrana poate fi elastică sau este susţinută de un resort sub forma de lamă
sau de o tijă sub forma de tub (fig.3.4.c).

În aceste ultime două cazuri este comod de a se combina traductorul mecano-elastic cu traductor tensometric, acestea lipindu-se pe lama elastică sau pe un tub pentru a măsura deformarea acestora.

Pentru obţinerea unor deplasări liniare mari se utilizează silfonul (fig.3.4.d), tubul Bourdon (fig.3.4.e), tuburi spirale elicoidale (fig.3.4.f) sau răsucite (fig.3.4.g) în care se introduce fluidul a cărui presiune se măsoară.

Pentru măsurarea presiunilor cu ajutorul traductoarelor mecano-elastice în combinaţie cu traductoare tensometrice (fig.3.4.h şi i). Ultima forma de tub este mai avantajoasă deoarece pe cei doi pereţi se obţine întinderea, iar pe alţi doi pereţi compresiunea materialului.

Traductorul bimetalic (traductor termic) este de asemenea un traductor mecano-elastic el poate fi sub forma de lamă plană (fig.3.2.c), fie sub forma spiralată (fig.3.3.f) şi este lipit (sudat) intim între ele. La variaţia temperaturii, lama bimetalică se înconvoaie confecţionat din două straturi de metal cu coeficient de dilatare cât mai diferit.

Traductorul bimetalic are o largă aplicaţie fie la măsurarea directă a temperaturii, fie ca element de reglaj şi protecţie (releu bimetalic).

3.3. RELAŢII DE CALCUL

Pentru proiectarea diverselor tipuri de traductoare mecano-elastice se utilizează relaţiile de calcul din rezistenţa materialelor. Prin proiectare se urmăreşte obţinerea unei sensibilităţi maxime. Totodată se verifică ca să nu apară în diferite puncte ale traductorului solicitări inadmisibile de mari.

Se folosesc următoarele notaţii: F forţa concentrată; σ efort unitar normal (tensiunea mecanică); τ efort unitar tangenţial; A aria secţiunii transversale; μ coeficientul lui Poisson; $\varepsilon_t, \varepsilon_l$ alungirea şi contracţia transversală; E modulul de elasticitate; G modulul de elasticitate transversal; M momentul de torsiune sau încovoiere; α unghiul de torsiune; J momentul de inerţie; W modul de rezistenţă; p presiune; S_X şi d_x tensiunea şi săgeata în punctul x.

Barele (fig.3.2.a) şi cilindri goi (fig.3.2.b) supuse la compresiune de
către forţa axială F au efortul unitar normal

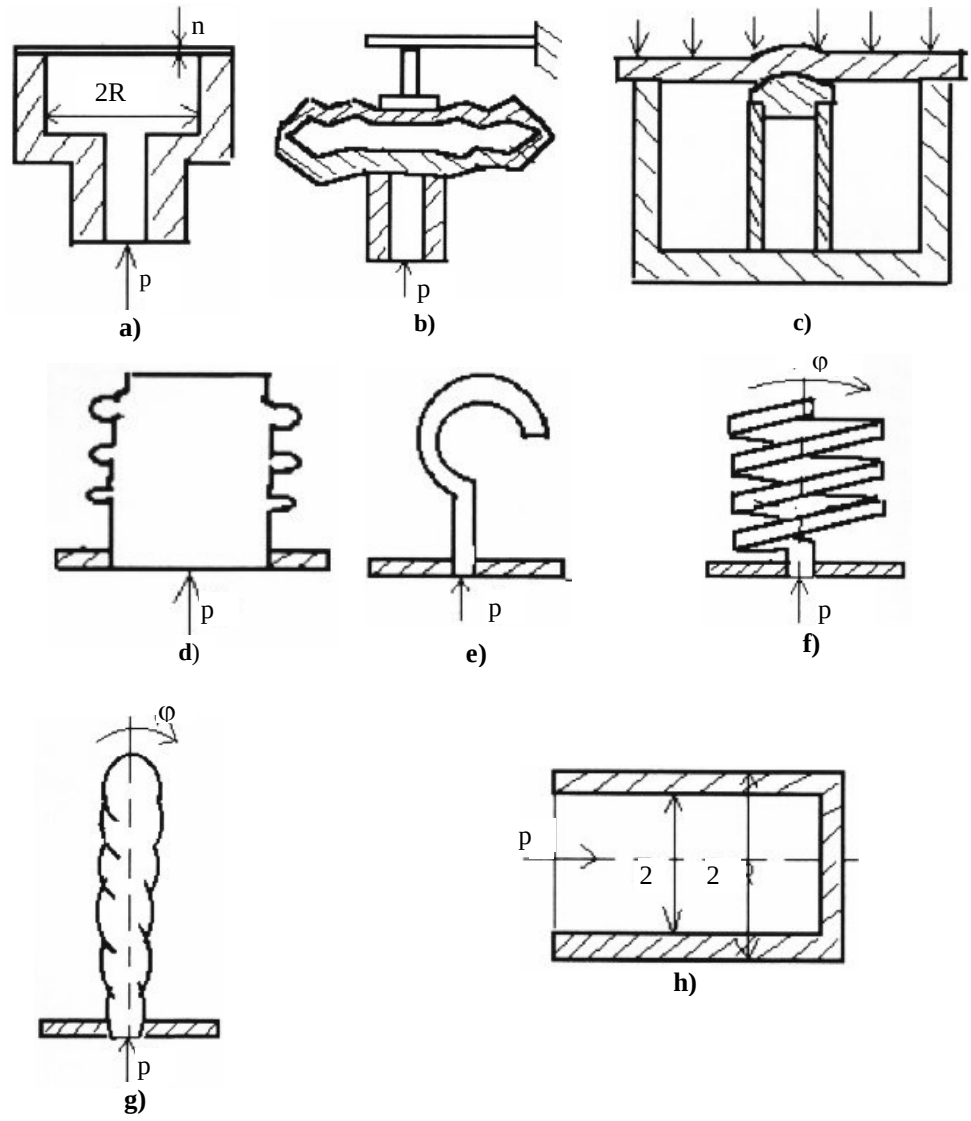
$$\sigma = \frac{F}{A} \tag{3.6}$$

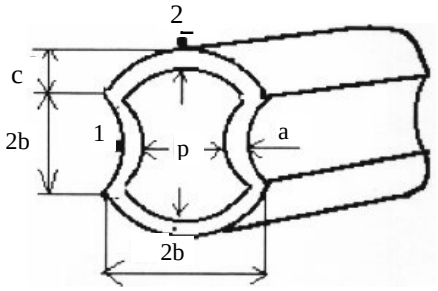
iar alungirea şi contracţia transversală

$$\varepsilon_1 = \frac{\sigma}{E} = \frac{F}{AE} \qquad (3.7)$$

Pentru grinda în consola (fig.3.2.e) cu forţa F aplicată, săgeata în punctul 1 devine

$$\delta_1 = \frac{FI^2}{2EJ} \qquad (3.8)$$





i)

Fig.3.4 Traductoare mecano-elastice pentru măsurarea presiunilor

Efortul unitar normal la distanţa *a* de la capătul liber este

$$\sigma = \frac{M}{W} = \frac{Fx}{E} \tag{3.9}$$

şi alungirea

$$\delta = \varepsilon_l l \tag{3.10}$$

unde momentul de inerţie J şi modulul de rezistenţă W pentru o bară cu o secţiune dreptunghiulară au expresiile

$$J = \frac{bh^3}{12}; \qquad W = \frac{bh^2}{6} \tag{3.11}$$

Grinda de egală rezistenţă (fig.3.2.d) are săgeata maximă

$$\delta = \frac{FI^3}{2EJ} = \frac{6FI^3}{Ebh^3} \tag{3.12}$$

Efortul unitar normal, constant pe toată suprafaţa barei rezultă

$$\sigma = \frac{M}{W} = \frac{Eh}{I^2}\delta \tag{3.13}$$

iar alungirea este

$$\varepsilon_1 = \frac{\sigma}{E} = \frac{h\delta}{I^2} \tag{3.14}$$

Pentru grinda de secţiune dreptunghiulară simplu rezemată, cu forţa F concentrată la mijloc (fig.3.2.e), valorile maxime ale săgeţii şi efortul unitar normal sunt la mijlocul barei (punctul 1).

$$\delta = \frac{FL^3}{4Fbh^3}, \quad \sigma = \frac{3F^2}{2bh^3} \tag{3.15}$$

Inelul de secţiune dreptunghiulară (fig.3.2.g) sub acţiunea forţei F se deformează pe verticală, respectiv pe orizontală cu

$$\delta_1 = -0{,}149\frac{Fr^3}{EJ}, \qquad \delta_2 = +0{,}137\frac{Fr^2}{EJ} \tag{3.16}$$

iar eforturile unitare 1 şi sunt

$$\sigma_1 = +0{,}118\frac{Fr}{W}, \qquad \sigma_2 = -0{,}182\frac{Fr}{W}. \tag{3.17}$$

iar eforturile de inerţie J şi modulul de rezistenţă au aceeaşi expresie ca la
grinda de secţiune dreptunghiulară.

Deformarea resortului elicoidal cilindric este

$$\delta = \frac{8Fnb^3}{Gd^4} \tag{3.18}$$

unde n este numărul de spire, iar efortul unitar tangenţial este

$$\tau = \frac{8kDF}{\pi d^3} \tag{3.19}$$

Coeficientul k depinde de raportul D/d şi se dă în fig.3.5.

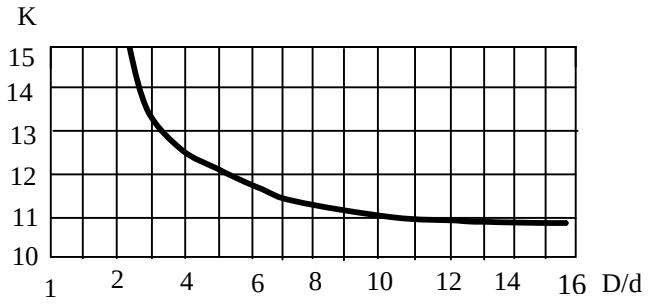


Fig. 3.5. Dependenţa coeficientului k de D/d

Sub acţiunea cuplului M, arborele circular încastrat (fig.3.3.a) se roteşte cu unghiul

$$\varphi = \frac{32M}{G\pi}\frac{2}{d^4} \tag{3.20}$$

producând efortul unitar tangenţial

$$\tau = \frac{16M}{\pi d^3} \tag{3.21}$$

Pentru arborele tubular (fig.3.3.b) se obţine:

$$\varphi = \frac{32M}{G\pi}\frac{2}{(D^4 - d^4)} \quad \text{iar} \quad \tau = \frac{16M}{\pi(D^4 - d^4)} \tag{3.22}$$

şi în cazul arborelui de secţiune pătrată (fig.3.2.c)

$$\varphi = 7{,}12\frac{ML}{Ga^4} \quad \text{iar} \quad \tau = 4{,}81\frac{M}{a^3} \tag{3.23}$$

Firele de suspensie sunt de asemenea solicitate la torsiune. În cazul firului de suspensie (fig.3.3.d) de secţiune circulară cu diametru d, cuplu specific produs prin torsiunea lui este

$$D = \frac{M}{\varphi} = \frac{G\pi d^4}{32l} \tag{3.24}$$

unde G este modulul de elasticitate transversală, iar eforturile unitare normale şi tangenţiale sunt

$$\sigma = \frac{4P}{\pi d^4}, \qquad \tau = G\frac{d}{2L}\varphi \tag{3.25}$$

În cazul firelor tensionate (fig.3.3.e) cuplul specific şi eforturile unitare sunt

$$D = \frac{M}{\varphi} = \frac{G\pi d^4}{16l}, \sigma = \sigma_0 + \frac{4P}{\pi d^2}, \tau = G\frac{d}{2l}\varphi \tag{3.26}$$

unde σ_0 este efortul unitar datorat pretensionării.

Resortul spiral (fig.3.3.f) larg întrebuinţat pentru producerea cuplurilor antagoniste, are cuplul specific

$$D = \frac{M}{\varphi} = \frac{B\tau}{l} \tag{3.27}$$

l fiind lungimea desfăşurată a resortului spiral. Astfel, pentru resort de secţiune dreptunghiulară

$$D = \frac{Ebh^3}{12l} \tag{3.28}$$

iar pentru cel de secţiune circulară cu diametru d

$$D = \frac{Ed^4}{64l}. \tag{3.29}$$

Membrana circulară plană încastrată, sub acţiunea uniformă a presiunii are săgeata maximă

$$\delta_1 = 0{,}17\frac{PR^4}{Eh^3}, \tag{3.30}$$

iar eforturile unitare normale în centrul şi la marginea membranei

$$\sigma_1 = 0{,}49\frac{PR^2}{h^2}, \sigma_2 = -0{,}75\frac{PR^2}{h^2}. \tag{3.31}$$

admiţându-se valoarea coeficientului lui Poisson μ=0,3 (pentru oţel).

Lungimea suferită de silfon (tub gofrat) sub acţiunea presiunii p este

$$\delta_1 = 2nc\frac{PR^4}{Eh^3}, \tag{3.32}$$

unde *n* este numărul de ondulaţii, *h* este grosimea peretelui iar *c* este un coeficient ce depinde de raportul R_0 / R_1 fiind egal cu c=0,01-0,04 pentru R_0 / R_1=1,5-2. Relaţiile pentru calcul membranei gofrate, a tubului manometric tip Bourdon, a tuburilor spiralate sau răsucite (fig.3.4.f şi g) sunt mult mai complicate. Din această cauză se preferă utilizarea unor curbe trasate experimental. În cazul tuburilor ce lucrează în combinaţie cu traductoare tensiometrice (fig.3.4.h şi i) interesează eforturile unitare normale. Pentru tubul cilindric supus presiunii interioare *p*, efortul unitar normal pe suprafaţa exterioară este :

$$\sigma_0 = \frac{2\,\mathrm{Pr}^2}{R^2 - r^2}, \tag{3.33}$$

iar efortul unitar normal pe suprafaţa interioară

$$\sigma_1 = \frac{P(R^2 - r^2)}{R^2 - r^2}. \tag{3.34}$$

pentru tubul în fig.3.i, eforturile unitare în punctele 1 şi 2 sunt

$$\sigma_1 = \frac{Pbc}{a^2}, \qquad \sigma_2 = -\frac{6Pbc}{a^2}. \tag{3.35}$$

Lama plană bimetalică fixată la un capăt şi încălzită cu diferenţa de temperatură Δt se înconvoaie, săgeata la capătul liber fiind

$$\delta = \frac{3}{2}(\alpha_1 - \alpha_2)\frac{l^2}{2h}\Delta t, \tag{3.36}$$

unde α_1 şi α_2 sunt coeficienţii de dilatare liniară ai celor două metale, l este

lungimea lamei iar h este grosimea totală.

3.4. ECUAŢIILE TRADUCTOARELOR MECANO-ELASTICE

Traductoarele mecano-elastice sunt prin excelenţă sisteme de gradul doi:

$$T_2^2 \frac{d^2y}{dt^2} + T_1 \frac{dy}{dt} + y = x(t);$$

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\beta\omega_0 \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = x(t). \qquad (3.37)$$

Dacă mărimea de intrare x(t) este o forţă sau o presiune, mărimea de ieşire y(t) este o deplasare liniară. Dacă mărimea de intrare x(t) este un moment de torsiune, mărimea de ieşire y(t) este o deplasare unghiulară.

Exemple

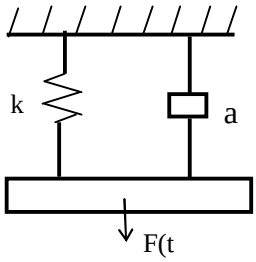


Fig. 3.6 Sistem oscilant cu un grad de libertate

La traductoarele de deplasare liniară (sistemul oscilant cu un singur grad de libertate) avem : $m\frac{d^2y}{dt^2}$ forţa de inerţie; $a\frac{dy}{dt}$ forţa de amortizare; ky forţa elastică

$$m\frac{d^2y}{dt^2} + a\frac{dy}{dt} + ky = F(t) \qquad |: k \qquad |: m \qquad (3.38)$$

$$\frac{m}{k}\frac{d^2y}{dt^2} + \frac{a}{k}\frac{dy}{dt} + y = \frac{F(t)}{k} \Rightarrow \begin{cases} T_2^2 = \frac{m}{k}, \\ T_1 = \frac{a}{k}. \end{cases} \qquad (3.39)$$

$$\frac{d^2y}{dt^2}+\frac{a}{m}\frac{dy}{dt}+y\frac{k}{m}=\frac{F(t)}{m}\Rightarrow\begin{cases}\omega_0^2=\dfrac{k}{m},\\ 2\beta\omega_0=\dfrac{a}{m}.\end{cases} \tag{3.40}$$

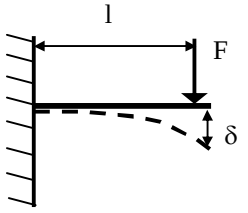
Traductoare de deplasare unghiulară (instrumentul analogic) au expresiile:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2}+A\frac{d\alpha}{dt}+D\alpha=M_a \qquad |:D \qquad |:J \tag{3.41}$$

$$\frac{J}{D}\frac{d^2\alpha}{dt^2}+\frac{A}{D}\frac{d\alpha}{dt}+\alpha=\frac{1}{D}M_a\Rightarrow\begin{cases}T_2^2=\dfrac{J}{D},\\ T_1=\dfrac{A}{D};\end{cases} \tag{3.42}$$

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2}+\frac{A}{J}\frac{d\alpha}{dt}+\frac{D}{J}\alpha=\frac{1}{J}M_a\Rightarrow\begin{cases}\omega_0^2=\dfrac{D}{J},\\ 2\beta\omega_0=\dfrac{A}{J}.\end{cases} \tag{3.43}$$

unde: $J\frac{d^2\alpha}{dt^2}$ este cuplul forţelor de inerţie; $A\frac{d\alpha}{dt}$ cuplul forţelor de amortizare; $\frac{d^2\alpha}{dt^2}$ acceleraţia unghiulară; $D\alpha$ este cuplul forţelor de rezistenţă.



Pentru o lamelă elastică încastrată la care cunoaştem: l lungimea; A secţiunea; F de apăsare; δ deformaţia, se cere să se determine frecvenţa de rezonanţă f_0.

Fig. 3.7. Lamelã elasticã

$$\frac{k}{m}=\omega_0^2;\sqrt{\frac{k}{m}}=2\pi f_0=\omega_0 \tag{3.44}$$

$$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m}} \tag{3.45}$$

$$k = \frac{F}{\delta} \tag{3.46}$$

unde k este constanta elastică:

$$k = \frac{F}{\delta} \qquad \delta = \varepsilon_1 l = l\frac{\sigma}{E} = \frac{Fl}{AE}; \tag{3.47}$$

$$k = \frac{F}{\delta} = \frac{F}{\frac{Fl}{AE}} = \frac{EA}{l}. \tag{3.48}$$

$$\rho = \frac{M}{V}; \qquad V = Al; \qquad \Rightarrow m = \rho V = \rho Al; \tag{3.49}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{EA}{A\rho}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{E}{\rho}}. \tag{3.50}$$

Pentru traductoare de forma mai complicată, elementele nu pot fi considerate concentrate ci distribuite. Frecvenţa se calculează cu relaţia:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K}{m_e}} \tag{3.51}$$

3.5. MATERIALE PENTRU TRADUCTOARE MECANO-ELASTICE

Materialul ideal pentru construcţia traductoarelor trebuie să fie cu:

- Modul de elasticitate E şi G mic;
- Rezistenţa mare la oboseală;
- Să prezinte un fenomen de histerezis neînsemnat;
- Coeficient mic de dilatare cu temperatură;
- Constanţa modulelor E şi G la variaţia temperaturii;
- Stabilitate la coroziune;
- Rezistivitate electrică mică şi stabilă;
- Să nu fie scump şi deficitar;
- Să nu se comporte bine la trecerea curentului electric în punctele de conexiune;
- Să se prelucreze uşor şi termic;
- Să nu fie necesar un tratament termic.

Cauzele principale ale erorilor traductoarelor mecano-elastice sunt:

- existenţa fenomenului de histerezis;

- variaţia dimensiunilor traductorului cu temperatură;
- instabilitatea modulelor E şi G.

3.6. APLICAŢII INDUSTRIALE TIPICE ALE TRADUCTOARELOR DE FORŢĂ

Se prezintă cazuri tipice de utilizare industriale a traductoarelor de efort.

a) C*ontrolul forţei de rulare la laminare* (fig.3.8). Forţa de rulare în procesul de laminare trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura dimensiunile finale ale semifabricatului, dar nu trebuie să depăşească limita peste care apar iregularităţi de grosime între margini şi mijloc. Traductoarele de forţe se montează între coloanele de superioară. Schimbarea lungimii de bază, datorită efortului în structura, este preluată de carcasa protectoare apoi de traductor.

b) *Confortul forţei de întindere la o maşină de trefilat.* Se consideră cazul tipic când sârma este trasă pe o instalaţie cu 3 role, dintre care cea din mijloc recepţionează forţa laterală determinată de deviaţiile de la linia de ghidare şi este proporţională cu forţa de întindere. Ca element elastic se foloseşte un resort plat, având rol de susţinere a rolei de ghidaj pe lângă cel de transmitere a deflecţiei către un traductor de deplasare.

c) *Controlul forţei de întindere într-o bandă.* Menţinerea constantă a forţei de întindere a unei benzi de material rulat pe o linie automată de producţie este hotărâtoare în multe procese de fabricaţie (hârtie mase plastice, folie metalizată, etc.). Pentru preluarea tensiunii, banda trebuie rulată pe o rolă care să-i cuprindă întreaga suprafaţă. Forţa este preluată de cei doi rulmenţi, care sunt susţinuţi de două traductoare de efort ce le servesc drept suport.

d) *Determinarea nivelului într-un rezervor prin cântărire* (fig.3.8). O soluţie simplă de stabilire a nivelului lichidelor sau pulberilor omogene constă în măsurarea greutăţii materialului prin doze tensiometrice. Problema cea mai importantă constă în aplicarea greutăţii direct pe elementul sensibil iar acesta nu trebuie să fie

sensibil la late forţe. În fig.3.8. se prezintă un sistem de măsurare cu o singură doză pentru container sprijinit în trei puncte, astfel încât doza preia o treime din greutatea totală. Tensiunea de ieşire se amplifică de trei ori pentru a prezenta valoarea reală.

e) *Controlul încărcării unei macarale* (fig.3.9). Pentru evitarea deplasării momentului admisibil de încovoiere, care poate provoca răsturnarea structurii de susţinere, trebuie controlată tensiunea în cablu, care în esenţă se manifestă şi asupra platformei de susţinere a motorului de acţionare. Traductorul de efort este o doză tensometrică dispusă din unul din capetele platformei. Schema cuprinde şi un dispozitiv de compensare a diferenţei de efort provocată de înclinarea braţului macaralei realizat cu un traductor rezistiv de poziţie unghiulară, care asigură o dependenţă cosinusoidală între rezistenţă şi unghi, astfel încât furnizează un semnal corespunzător lungimii aparente a braţului.

f) *Determinarea randamentului unei cutii de viteză* (fig.3.10). Randamentul unei cutii de viteze poate fi apreciat prin raportul dintre puterea mecanică determinată la partea axului cuplat la sarcina şi putere mecanică determinată la partea axului cuplat la elementul de acţionare. Întrucât cele două puteri, în situaţii normale, au valori foarte apropiate, eficienţa se poate aprecia prin diferenţa dintre cele două puteri. Ţinând seama de erorile suplimentare (momente de încovoiere determinate de necoaxialitate, frecări în legare) traductorul utilizat trebuie să aibe clasa de precizie cel puţin 0,5. Sistemul de măsurare constă dintr-un traductor de cuplu cu un cuplu nominal corespunzător valorii maxime acceptate pentru cuplu activ. Ca element de prelucrare a semnalelor de cuplu şi turaţie oferit de traductor se poate utiliza un torsiometru.

g) *Controlul cuplului la un agitator.* Măsurarea poate oferi informaţii asupra consistenţei (vâscozităţii) materialului malaxat. Se poate folosi fie o schemă de măsurare fie schemă ce evită secţionarea lanţului cinematic folosind un traductor de efort montat pe un pivot care preia efortul datorat cuplului rezistent la motor.

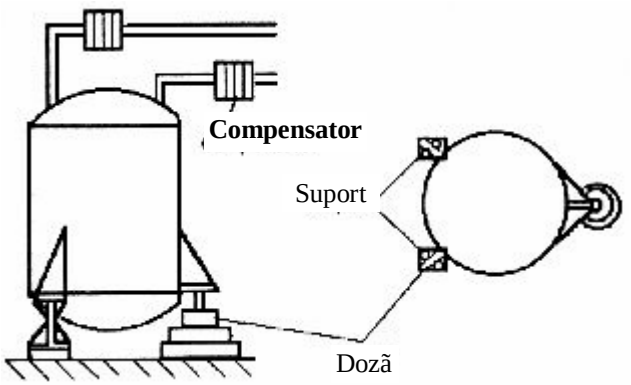


Fig. 3.8. Determinarea nivelului într-un rezervor prin cântărire

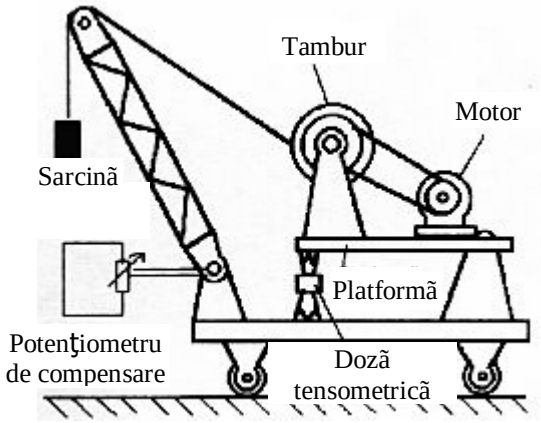


Fig. 3.9. Controlul încărcării unei macarale

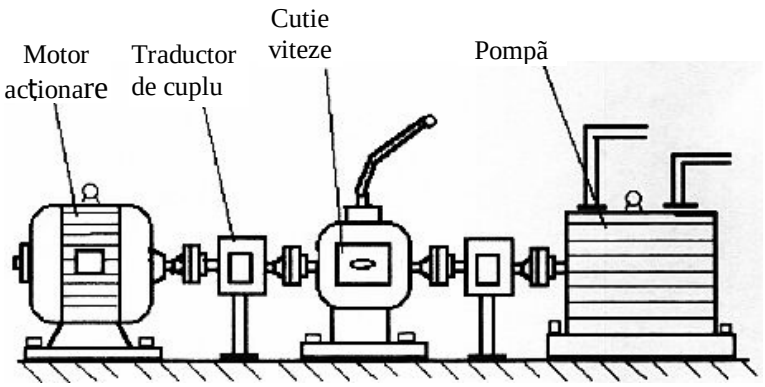


Fig. 3.10. Determinarea randamentului unei cutii de viteze

CAPITOLUL 4

TRADUCTOARE REZISTIVE

CAPITOLUL 4

TRADUCTOARE REZISTIVE

4.1. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR REZISTIVE

Traductoarele rezistive fac parte din grupa traductoarelor parametrice şi se bazează pe faptul că mărimea de măsurat produce o variaţie a rezistenţei electrice a traductorului. Rezistenţa electrică a unui element de circuit este exprimată prin relaţia:

$$R = \rho \frac{l}{A}, \tag{4.1}$$

unde: ρ este rezistivitatea materialului, Ωm; l lungimea, m; A aria secţiunii transversale, m^2.

Variaţia rezistenţei electrice R poate fi produsă prin variaţia unuia din parametrii ce intervin în ecuaţia (4.1) şi de aceea traductoarele rezistive sunt utilizate pentru măsurarea mărimilor neelectrice care produc variaţia unuia dintre cei trei parametri şi anume:

- Traductoare rezistive la care variaţia rezistenţei se produce prin variaţia lungimii conductorului: traductoare potenţiometrice, traductoare rezistive cu contacte, traductoare tensiometrice;
- Traductoare rezistive la care variaţia rezistenţei se produce prin variaţia rezistivităţii: traductoare termorezistive, traductoare fotorezistive, traductoare rezistive de umiditate, traductoare rezistive de presiune;
- Traductoare rezistive la care variaţia rezistenţei se produce prin variaţia secţiunii unui conductor sau semiconductor.

4.2 TRADUCTOARE POTENŢIOMETRICE

Traductoarele potenţiometrice sunt constituite dintr-un potenţiometru al cărui cursor se deplasează sub acţiunea mărimii neelectrice de măsurat, deplasare cursorului putând fi liniară sau circulară.

Prin deplasarea cursorului are loc o modificare a lungimi l din potenţiometru care este inclusă în circuitul de măsurare, ceea ce conduce la relaţia:

$$R = f(X) \tag{4.2}$$

unde: R este rezistenţa traductorului; X mărimea neelectrică ce produce deplasarea cursorului.

Traductoare potenţiometrice se realizează sub forma unor potenţiometre liniare (fig.4.1.a) sau circulare (fig.4.1.b).

Caracteristica de conversie a traductorului potenţiometric liniar este dată de formula:

$$R = cl = aR_t = R_t \frac{l}{l_t} \tag{4.3}$$

în care: R este rezistenţa totală a traductorului; R rezistenţa între cursor şi un capăt; l lungimea totală corespunzătoare deplasări cursorului; $a = l / l_t$ deplasarea relativă.

Pentru traductorul potenţiometric circular se poate scrie în mod similar.

$$R = c'\alpha = R_t \frac{\alpha}{\alpha_t} = a' R_t \tag{4.4}$$

în care: α_t este unghiul maxim de rotaţie al cursorului; α este unghiul de rotaţie al cursorului faţă de capăt; $a' = \alpha_t / \alpha$ rotirea relativă.

Deoarece traductorul potenţiometric se execută prin bobinarea unui fir rezistiv pe un suport izolant rezultă că variaţia rezistenţei nu se produce în mod continuu ci în trepte care corespund trecerii cursorului de pe o spiră pe alta (fig.4.1.d). Rezultă că valoarea rezistenţei R este afectată de o *eroare de discontinuitate* şi deci

$$R = aR_t \pm \Delta R_d \tag{4.5}$$

Eroarea de discontinuitate este:

$$\Delta R_d = \pm \frac{R_t}{2n} \tag{4.6}$$

iar eroarea relativă de discontinuitate este:

$$\varepsilon_d = \frac{\Delta R_d}{R} = \pm \frac{1}{2an}. \tag{4.7}$$

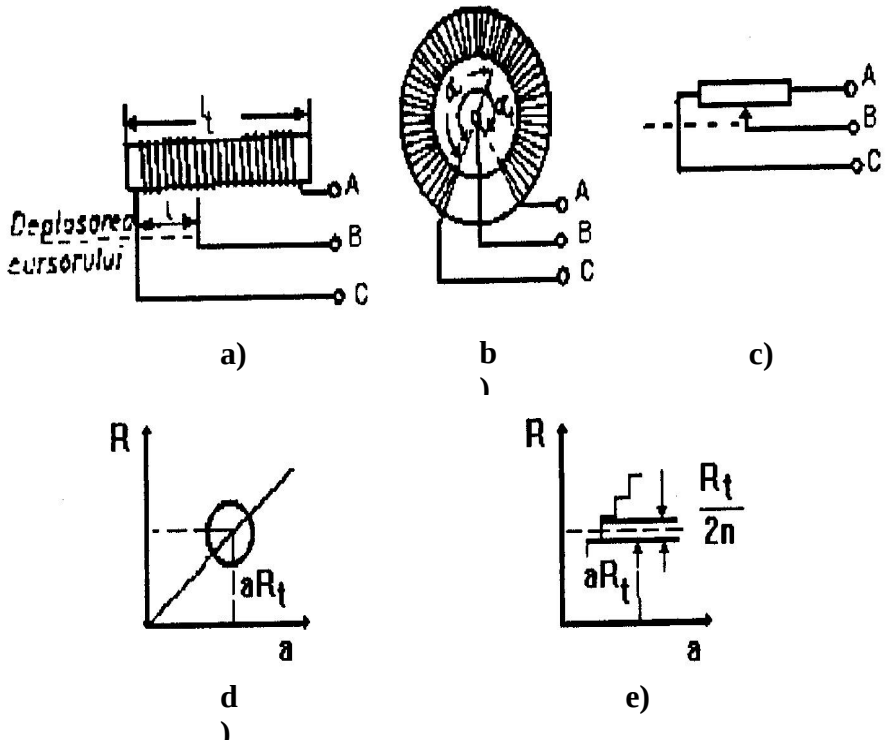


Fig. 4.1. Traductoare potenţiometrice: a) traductor potenţiometric liniar;
b) traductor potenţiometric circular; c) schema electrică; d) caracteristica de conversie; e) variaţia discontinuă a traductorului

unde *n* reprezintă numărul total de spire.

Valoarea minimă, care apare la sfârşitul cursei, a=1, se numesc *factor de treaptă*

$$f_t = \frac{1}{2n}. \qquad (4.8)$$

Eroarea de discontinuitate trebuie să fie cât mai mică, deci şi factorul de treaptă cât mai mic. Pentru un număr de spire de ordinul a 3600 se obţine $f_t = 0{,}014\%$. Pentru a micşora factorul de treaptă se construiesc traductoare elicoidale cu pas multiplu. Pentru a asigura o anumită lege de variaţie a rezistenţei traductorului în funcţie de deplasarea cursorului bobinarea conductorului se face pe carcase cu forme bine determinate (fig.4.2.a). Uneori, pentru simplificare se utilizează carcase în trepte (fig.4.2.b) sau se conectează şunturi între diferite prize ale bobinajului (fig.4.2.c).

Traductoarele potenţiometrice se realizează din sârmă calibrate de diametre $d = (30 \div 100)\mu m$ înfăşurată pe o carcasă izolată. Materialul

Fig. 4.2. Realizarea legii de variaţie dorite la

rezistiv utilizat este manganină sau constantanul, materiale cu rezistivitate mare şi coeficient de temperatură scăzut. În cazul când sunt cerinţe ridicate faţă de rezistenţa la uzură sau când presiunile de contact sunt mici se utilizează aliaje din platină cu iridiu sau cu paladiu, osmiu, rubidiu.

Conductorul potenţiometrului trebuie acoperit cu email sau cu un strat de oxizi care izolează spirele între ele, suprafaţa de contact dintre conductorul bobinat şi cursor trebuie să fie şlefuită. Lăţimea suprafeţei de contact a cursorului trebuie să fie 2-3 ori diametrul conductorului. Cursorul se confecţionează sub formă de perie, fie din 2-3 bucăţi de sârmă din aliaj de platină cu iridiu, fie sub formă de perii lamelare din argint sau bronz fosforos. La periile de sârmă forţa de contact este de $3.10^{-3} \div 5\ 10^{-3} N$ iar la cele lamelare $5.10^{-2} \div 10^{1} N$.

Carcasa pe care se bobinează firul rezistiv se execută din material izolant (ceramică) de diverse forme: plăcuţă plană sau cilindrică, inel sau cilindric.

Rezistenţa totală a traductorului este de $10 \div 10000\Omega$, iar eroarea relativă de neliniaritate este cuprinsă între +0,025 şi +0,5%. Reactanţa inductivă şi capacitivă a traductoarelor potenţiometrice este foarte mică putând fi neglijată până la frecvenţe de ordinul zecilor de kHz. Traductoarele potenţiometrice pot fi conectate în orice circuit de măsurare a rezistenţelor electrice.

Traductoarele potenţiometrice se utilizează pentru măsurarea deplasărilor liniare pentru lungimi până la 2m sau pentru deplasări unghiulare. De asemenea traductoarele potenţiometrice pot fi întâlnite în structura traductoarelor complexe pentru măsurarea nivelelor, presiunilor, forţelor.

4.3. TRADUCTOARE REZISTIVE CU CONTACTE

Traductoarele rezistive cu contacte sunt traductoarele rezistive la care variaţia lungimii firului rezistiv se face în trepte prin închiderea sau deschiderea unor contacte. În acest scop rezistenţa traductorului este divizată în mai multe porţiuni şi prezintă posibilitatea închiderii sau deschiderii unor contacte de către mărimea mecanică de măsurat.

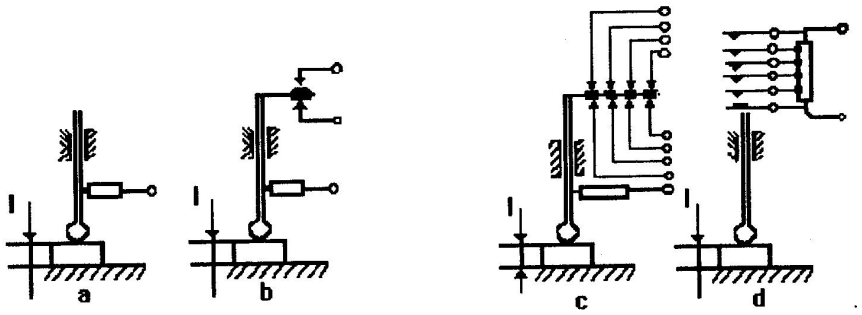


Fig. 4.3. Traductoare rezistive cu contacte: a) pentru o limită; b) pentru un interval; c) pentru mai multe intervale; d) pentru mai

În cazul cel mai simplu, traductorul rezistiv cu contacte are o singură limită şi o singură pereche de contacte (fig.4.3.a) a căror închidere este provocată de deplasarea de măsurat, de exemplu de variaţia uneia din dimensiunile obiectului, *l*. Pentru evidenţierea mai multor valori ale deplasării obiectului se utilizează traductoare cu mai multe perechi de contacte (fig.4.3.d). La controlul dimensiunilor, se utilizează, de cele mai multe ori, traductoare rezistive cu două limite (superioară şi inferioară) care au două perechi de contacte (fig.4.3.b). Se întâlnesc şi traductoare cu mai multe limite care au mai multe perechi de contacte de ambele părţi ale armăturii (fig.4.3.c).

În fig.4.4. se prezintă schema cinematică a unui traductor cu contact combinat cu un micrometru tip comparator. Tija de măsurare 1 având reazemul 8 acţionează asupra piesei 9, care este solidară cu pârghia 4 prevăzută cu contactele mobile 2 şi 6. Contactele fixe 3 şi 5 pot fi reglate cu ajutorul unor şuruburi micrometrice. Tija 1 acţionează de asemenea asupra comparatorului 7. Modificând distanţa între contactele fixe şi cele mobile,

se modifică intervalul de măsurare. Intervalul maxim de măsurare la asemenea traductoare este de ordinul milimetrilor. Erorile acestor traductoare depind de calitatea mecanismului, precum şi de materialul contactelor. Ele sunt de ordinul zecimilor de μm până la câţiva μm.

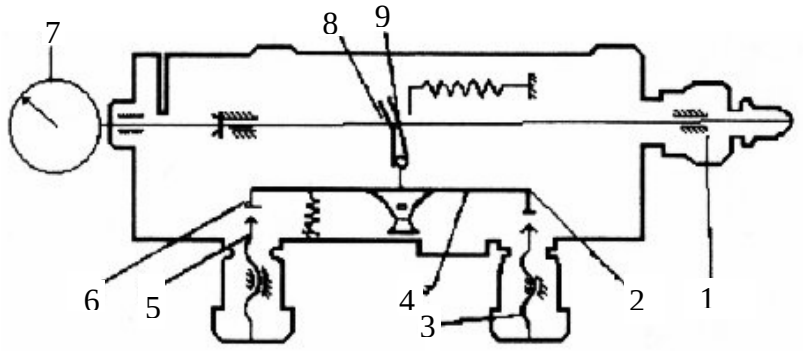


Fig.4.4. Traductor cu contact combinat cu micrometru

Sensibilitatea unui traductor rezistiv cu contacte se poate mări cu ajutorul unor transmisii cu pârghii. Limita sensibilităţii traductorului este determinată mai ales de distanţa minimă dintre contacte, care este limitată de pericolul de străpungere şi depinde de tensiunea aplicată contactelor. Tensiunea aplicată contactelor trebuie să fie mai mică decât valoarea la care începe străpungerea şi ea depinde de distanţa dintre contacte, de forma şi materialul contactelor şi de presiunea pe contact. Contactele pot fi confecţionate din platină, platină cu iridiu, wolfram, molibden, în funcţie de condiţiile de utilizare. Forţa de apăsare pe contact trebuie să fie de cel puţin 0,3N.

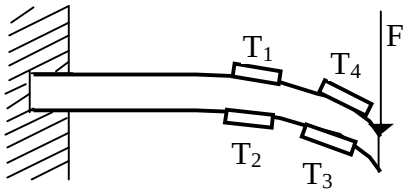


Fig. 4.5. Alungirea sau contracţia unui traductor

Pentru a se evita formarea unui arc sau apariţia unor scântei, puterea din circuitul contactului nu trebuie să depăşească 100-150mW, de aceea principala cerinţă impusă aparatului este ca instrumentul de măsurare utilizat să necesite o putere redusă.

4.4. TRADUCTOARE TENSOMETRICE REZISTIVE

4.4.1. Clasificarea traductoarelor tensometrice

Traductoare tensometrice rezistive reprezintă traductoarele rezistive la care variaţia rezistenţei electrice se produce prin variaţia lungimii conductorului, ca efect al alungirii sau contracţiei. Dacă traductorul tensometric este fixat pe o porţiune dintr-o piesă care se deformează din cauza unei solicitări el se va deforma la fel ca piesa (fig.4.5.).

Măsurând prin metode electrice variaţia de rezistenţă a traductorului tensometric, care este proporţională cu alungirea sa, se poate determina, pe baza unei etalonări prealabile, deformaţia în porţiunea de piesă studiată şi în final mărimea neelectrică ce a produs această deformaţie.

Traductoarele tensometrice pot fi două tipuri: unele care se lipesc pe piesa a cărei deformaţie se cercetează şi altele care nu se lipesc, forţele acţionând direct asupra lor, deformându-le. Cea mai mare răspândire o au cele din primul tip, care la rândul lor se împart în tensometre cu filament metalic şi cu semiconductor. Cele cu filament metalic pot fi confecţionate din conductor cilindric sau realizat sub formă peliculară.

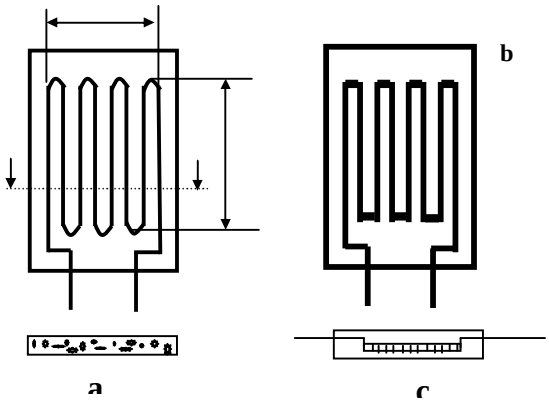


Fig. 4.6. Traductoare tensometrice: a) cu fir; b) peliculare; c) cu

În fig.4.6a şi 4.6b se prezintă aspectul traductoarelor tensometrice metalice care funcţionează prin lipire de piesa de cercetat. Acestea se cunosc şi sub denumirea de timbre tensometrice.

Traductorul tensometric pelicular are avantajul unui contact mecanic şi termic mai bun cu piesa de care se lipeşte, ceea ce permite funcţionarea cu un curent mai mare, care duce la mărirea sensibilităţii instalaţiei de măsurare. Mai prezintă avantajul de a putea fi confecţionat de dimensiuni mai mici şi de forme mai complicate pentru studiul solicitărilor complexe.

Tensorezistoarele cu semiconductor utilizează germaniul şi îndeosebi siliciul, atât de conductibilitate *p* cât şi *n*. Acestea prezintă avantajul unei sensibilităţi de aproximativ 50-100 ori mai mare decât a celor metalice, în schimb prezintă o caracteristică neliniară şi sunt mai influenţate de variaţia temperaturii. Sunt construite dintr-un monocristal de semiconductor cu grosime de zeci de *μm*, lăţimea de zeci de *mm*, iar lungimea (baza) de la 2 la 10mm. La extremităţile cristalului sunt fixate terminale şi este protejat cu o peliculă de răşină epoxidică (fig.4.6. c).

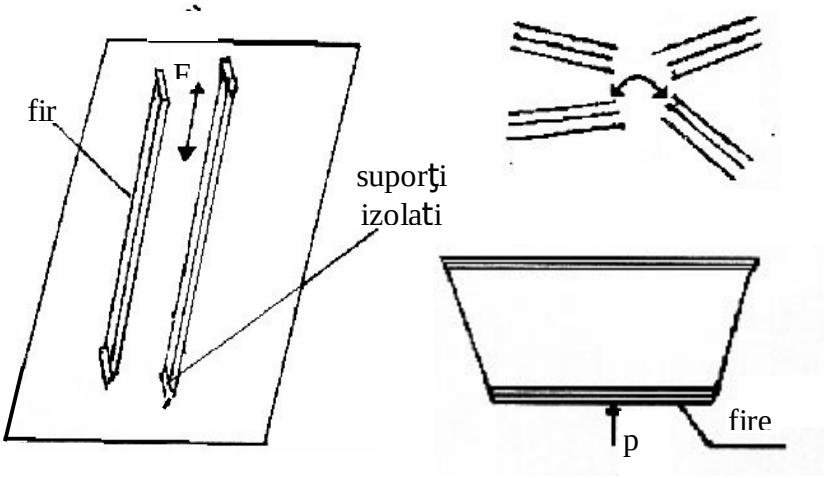


Fig. 4.7. Traductoare tensometrice pentru utilizare repetatã

Traductoarele tensometrice ce se lipesc pe piesa conectată nu se pot întrebuinţa decât la o singură măsurătoare. Ele nu pot fi dezlipite fără a fi distruse. Ele nu asigură o stabilitate a indicaţiilor pentru un timp mai îndelungat din cauza deformării plastice a adezivului, îndeosebi la temperaturi mari.

Traductoarele tensiometrice de construcţie specială care nu se lipesc: se folosesc pentru măsurarea deformaţiilor produse la solicitări de întindere sau compresiune, la torsiune, (momente de torsiune), la încovoiere.

Sunt formate din fire de aliaj de mare rezistivitate utilizate pentru tensometre montate pretensionat între suporţi izolaţi. Firele se conectează electric într-un punct. La apariţia solicitării variază rezistenţa electrică a firelor datorită deformaţiei şi puntea se dezechilibrează. După modul de realizare şi de montare a traductorului rezistiv se disting următoarele tipuri:

Traductoare tensometrice simple. Pentru aceste traductoare firul rezistiv se montează direct pe piesă şi el urmăreşte deformaţiile piesei. Deoarece firul rezistiv are grosimea de ordinul sutimilor de milimetru, montarea acestor traductoare este o operaţie dificilă şi de aceea ele se utilizează numai pentru măsurarea deformaţiilor pieselor ce funcţionează la temperaturi ridicate.

Traductoare tensometrice cu suport de hârtie. Pentru a se elimina dificultăţile montării directe a firului rezistiv pe piesă, acesta este lipit în prealabil, cu un adeziv pe un suport de hârtie. Întrucât rezistenţa electrică a firului trebuie să fie destul de mare, pentru ca traductorul să aibă o sensibilitate corespunzătoare, lungimea totală a firului este de ordinul a *10cm*. Pentru a se reduce suprafaţa de aşezare a traductorului, firul este dispus sub forma unui grilaj (fig.4.8). Grilajul *1* se lipeşte pe suportul de hârtie sau de alt material *2* iar la capetele sale sunt lipite două conductoare de cupru *3*, de secţiune mai mare, prin intermediul cărora se conectează traductorului în circuitul de măsurare. Firul rezistiv al traductorului este protejat printr-o foiţă subţire de hârtie *4*, care se lipeşte pe deasupra. Pentru utilizare, suportul traductorului se lipeşte pe piesa de măsurat. Acest tip de traductor, care este cel mai răspândit, prezintă o serie de avantaje: se instalează relativ uşor; traductoarele produse într-un lot sunt uniforme din punct de vedere al calităţii; se pot face traductoare de diverse forme şi configuraţii.

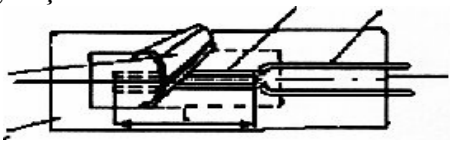


Fig. 4.8. Traductor tensometric cu suport de hârtie: 1-firul rezistiv; 2-suport de hârtie; 3-conexiuni;

Fig. 4.9. Traductor tensometric rezistiv cu folie

Traductoare tensometrice rezistive cu folie. Aceste traductoare rămân în principiu identice cu cele precedente, o deosebire constând în faptul că elementul sensibil nu mai este o sârmă subţire, ci o folie din material

rezistiv, de grosime între *2* şi *20μm* aplicată în prealabil pe suport şi decupată prin mijloace foto-chimice (fig.4.9).

Traductorul cu folie are avantajul unui contact mecanic şi termic mai bun cu piesa cercetată, ceea ce permite funcţionarea cu un curent de măsurare.

Grilajul *1* se lipeşte pe suportul de hârtie sau alt material *2*, iar la capetele sale sunt lipite două conductoare de cupru *3*, de secţiune mai mare, prin intermediul cărora se conectează traductorul în circuitul de măsurare. Firul rezistiv al traductorului este protejat printr-o foiţă subţire de hârtie *4*, care se lipeşte pe deasupra. Pentru utilizare, suportul traductorului se lipeşte pe piesa de măsurat.

Acest tip de traductor este cel mai răspândit, prezintă o serie de avantaje: se instalează relativ uşor; traductoarele produse într-un lot sunt uniforme din punct de vedere al calităţii; se pot face traductoare de diverse forme şi configuraţii.

Traductoare tensometrice rezistive cu semiconductor. Aceste tipuri de traductoare au apărut în ultimii ani datorită dezvoltării fizicii semiconductoarelor (siliciu sau germaniu). Avantajul principal, faţă de tipurile de traductoare menţionate este marea lor sensibilitate la deformaţii (de 50-60 de ori mai sensibile decât traductoarele cu sârme sau folie). Din cauza procesului da fabricaţie mai dificil acest tip de traductor este, în prezent, de 20-30 de ori mai scump decât cele cu fir dau folie.

În general, dimensiunile traductoarelor tensometrice sunt cuprinse între 3 şi 150mm ca lungime; lungimile sub 20mm sunt pentru măsurarea deformaţiilor materialelor omogene (de exemplu oţel). Ele au 1-60mm ca lăţime.

Pentru măsurarea deformaţiilor care au loc în lungul unei direcţii cunoscute de exercitarea efortului este suficientă folosirea unui singur traductor. Când direcţia efortului nu este cunoscută dinainte se foloseşte o reţea multiplă de traductoare (o rozetă) care permite calculul ulterior al direcţiilor şi valorilor deformaţiilor. Rozetele tensometrice sunt realizate din 3-4 traductoare, situate la 45° sau 60° între ele.

Materialul rezistiv activ, suportul izolant şi adezivul traductorului se aleg în funcţie de temperatura maximă de lucru şi de umiditatea ambiantă.

Caracteristicile materialelor rezistive curent folosite în fabricarea traductoarelor tensometrice rezistive sunt prezentate în tabelul 4.1.

Pentru măsurări până la 200°C se pot folosi oricare din materialele prezentate în tabelul 4.1. Pentru temperaturi de la 200°C până la 800°C se

întrebuinţează numai aliajele nicrom şi karma. În general, însă, peste 400°C chiar cu aceste materiale, nu se mai pot face decât măsurări dinamice.

Dintre adezivi, răşinile epoxidice asigură o întărire rapidă, o bună flexibilitate, robusteţe şi rezistenţă la umiditate, dar permit o temperatură
maximă de lucru de numai 150°C pentru măsurări dinamice şi 110°C pentru măsurări statice.

Tabelul 4.1

Caracteristicile utilizate pentru traductoarele tensometrice

Materialul	Compoziţia aproximativă [%]	Sensibilitatea S	Rezistivitatea ρ $[\Omega m]$	Coeficientul de temperatură al rezistivităţii α $[10^{-6}/^{\circ}C]$
Constatan	Cu: 60; Ni: 40	$2 \div 2,1$	$0,47 \cdot 10^{-6}$	+20
Manganină	Cu: 84; Mn: 12; Ni: 4	0,47	$0,42 \cdot 10^{-6}$	
Nichel-crom	Ni: 80; Cr: 20	2,5	$0,47 \cdot 10^{-6}$	+20
Isoelastic	Ni: 36; Cr: 8; Mo: 0,5; Fe:55,5	3,6	$0,47 \cdot 10^{-6}$	+20
Karma	Ni: 80; Cr: 20; rest Fe, Al	2,1	$0,47 \cdot 10^{-6}$	+20
Siliciu p [111]	-	$100 \div 170$	$0,47 \cdot 10^{-6}$	+20
Siliciu n [100]	-	$-65 \div -90$	$0,47 \cdot 10^{-6}$	+20

Răşinile fenolice (bachelita) asigură temperaturi de lucru până la 200°C pentru măsurări dinamice şi 120°C pentru măsurări statice, dar se

întăresc lent şi sunt mai puţin flexibile. Pentru temperaturi mai mari (până la 400°C) se folosesc adezivi speciali anorganici – de exemplu ceramici.

4.4.2. Proprietăţile traductoarelor tensometrice cu fir rezistiv

a) *Sensibilitatea la deformaţie.* Pentru a stabili relaţia care există între deformaţia firului rezistiv şi variaţia rezistenţei sale electrice, se va considera un conductor rectiliniu de lungime *l* şi de arie a secţiunii *A*, făcut dintr-un material având rezistenţa *R*.

Rezistenţa electrică a firului este

$$R = \rho \frac{1}{A}$$

(4.9)

logaritmând relaţia (4.9) şi diferenţiind-o, se obţine

$$\ln R = \ln \rho + \ln l - \ln A \qquad (4.10)$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} \qquad (4.11)$$

şi cum

$$\frac{\Delta A}{A} = -2\mu \frac{\Delta l}{l} \qquad (4.12)$$

unde μ este coeficientul Poisson (raportul dintre deformaţia transversală şi cea longitudinală), rezultă

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\mu)\frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \rho}{\rho} \qquad (4.13)$$

În ceea ce priveşte relaţia dintre variaţia de volum şi cea a rezistivităţii unui corp s-a stabilit experimental:

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = c\frac{\Delta V}{V}\left(\frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta A}{A}\right) = C(1 - 2\mu)\frac{\Delta l}{e} \qquad (4.14)$$

Din relaţia (4.14) unde C este o constantă a materialului folosit obţinem:

$$\frac{\Delta R}{R} = [1 + 2\mu + C(1 - 2\mu)]\frac{\Delta l}{l} \qquad (4.15)$$

Sensibilitatea traductorului tensometru S, este raportul între variaţia relativă a rezistenţei sale, $\frac{\Delta R}{R}$ variaţia relativă a lungimii sale (alungirea specifică) $\frac{\Delta l}{l}$:

$$S = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}} \tag{4.16}$$

Înlocuind în (4.15) obţinem:

$$S = 1 + 2\mu + C(1 - 2\mu) \tag{4.17}$$

Rezultând deci că între variaţia de rezistenţă a firului şi alungirea sa specifică $\varepsilon_l = \frac{\Delta l}{l}$, există relaţia liniară:

$$\frac{\Delta R}{R} = S\varepsilon_l \tag{4.18}$$

Pentru constanta C=1,13 şi μ=0,3 iar sensibilitatea are valoarea S=2,052. Aceasta valoare se regăseşte experimental.

Valorile sensibilităţii pentru materiale uzuale sunt date în tabelul 4.1. După cum se vede, majoritatea materialelor au o valoare pozitivă, în jurul valorii 2, nichelul are însă o valoare negativă foarte mare (S = -12). Dintre materialele utilizat în mod obişnuit, cel mai sensibil este aliajul denumit isoelastic.

Trebuie menţionat că aceste valori ale sensibilităţii sau determinat experimental pentru un fir drept. Traductorul tensometric formează însă un grătar în care porţiunile drepte sau legate între ele sunt mici bucle şi prezenţa lor duce la micşorarea sensibilităţii traductorului, astfel că întotdeauna sensibilitatea unui traductor este mai mică decât cea a firului singur. Din această cauză, trebuie determinată sensibilitatea fiecărui tip de traductor în parte.

La tensometrele cu semiconductoare sensibilitatea sau mai poate exprima prin

$$S = \pi \cdot E, \tag{4.19}$$

unde π este coeficientul piezorezistiv, iar E este modulul de elasticitate al semiconductorului. Sensibilitatea acestor traductoare nu este constantă, deoarece variaţia relativă a rezistenţei semiconductorului ascultă de legea

$$\frac{dR}{R} = \frac{H_1}{T}\varepsilon_l + \frac{H_2}{T^2}\varepsilon_l^2 + \frac{H_3}{T^3}\varepsilon_l^3, \qquad (4.20)$$

unde T este temperatura absolută şi Hi , sunt constante. În practică se pot lua numai primii doi termeni. Valorile şi semnul constantelor H depind de semiconductor, de concentraţia impurităţilor şi de conductibilitate. Pentru semiconductoare de tip n, constantele H sunt negative.

b) Rezistenţa electrică. Pentru obţinerea unui semnal util cât mai mare traductorul tensometric trebuie să aibă o rezistenţă electrică mare. Valorile obişnuite ale rezistenţei electrice a traductorului sunt: 120Ω, 240Ω, 360Ω, 500Ω; când este necesar se pot face traductoare cu rezistenţă şi mai mare (până la 5000Ω)

Pentru a se putea obţine o astfel de rezistenţă electrică a traductorului fără ca firul rezistiv să aibă lungimea mare, trebuie să se utilizeze material cu rezistivitate mare şi diametrul firului trebuie să fie mic (între 0,020-0,030mm*)*.

c) Limite ale deformaţiei măsurate. Ca valoare medie a limitei superioare a deformaţiei ce se măsoară cu traductoare tensometrice se poate lua $\varepsilon_{\max} = 5 \cdot 10^{-3}$. Acestei deformaţii îi corespunde, la o piesă de oţel, un efort unitar $\sigma = E\varepsilon = 2 \cdot 10^{11} \frac{N}{m^2} \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 10^9 \frac{N}{m^2}$ deci o valoare care depăşeşte pe cele uzuale întâlnite în practică.

d) Frecvenţa solicitărilor variabile. Frecvenţa la care se poate lucra traductorul tensometric rezistiv este limitată doar de viteza de propagare a undelor elastice în interiorul traductorului. Este necesar ca lungimea undei elastice să fie de cel puţin 7-10 ori mai mare decât lungimea traductorului. Expresia lungimii de undă este:

$$\lambda = vT = \frac{v}{\gamma} \qquad (4.21)$$

unde λ este lungimea de undă, v-viteza de propagare a undelor elastice, T perioada şi λ frecvenţa solicitării variabile. Rezultă

$$\gamma = \frac{v}{\lambda} \qquad (4.22)$$

alegând lungimea de undă de şapte ori mai mare decât a traductorului cu baza de 20mm, deci λ=0,14m şi viteza de propagare în constantan v=7000m/s, rezultă v=50000Hz, frecvenţă cu mult superioară celor întâlnite

în mecanică, de fapt se permite să se considere că traductorul tensometric poate fi folosit practic la orice măsurare dinamică.

e) Temperaturi maxime. Limita superioară a temperaturii la care poate lucra un traductor tensometric depinde de materialele din care este confecţionat şi ea trebuie indicată de constructor. În general, orice traductor poate fi utilizat până la temperatura de 60ºC. Limita superioară a temperaturii poate fi ridicată la măsuri dinamice cu circa 20ºC peste cea prescrisă pentru măsurări statice. Pentru traductoarele care lucrează până la temperaturi de 150º -200ºC, limita temperaturii este dată de adezivul folosit la lipirea lor pe piesă. Unele traductoare speciale pot lucra şi la temperaturi mult mai ridicate, chiar până la 900ºC.

O problemă foarte importantă o constituie însă variaţia temperaturii în timpul efectuări măsurărilor deoarece variaţia de temperatură produce o variaţie de rezistenţă ΔR_θ care se adună la variaţia de rezistenţă ΔR datorită mărimii neelectrice, apare deci o eroare de temperatură. Pentru reducerea erorii de temperatură se utilizează materiale cu coeficient de temperatură scăzut precum şi traductoare compensate termic.

Variaţia temperaturii influenţează măsurătorile efectuate cu traductoare tensometrice prin următoarele căi: dilatarea firului tensometrului, variaţia rezistivităţii, variaţia sensibilităţii la termometrele cu semiconductori.

Dacă ρ_0 este rezistivitatea la momentul iniţial, cu o variaţie de temperatură ΔT se ajunge la o rezistivitate ρ.

$$\rho = \rho_0\left(1+\alpha_R \Delta T\right) \tag{4.23}$$

unde

α_R - coeficientul de temperatură a rezistivităţii firului

$$\frac{\rho-\rho_0}{\rho_0} = \alpha_R \Delta T\,. \tag{4.24}$$

Înmulţim numărătorul şi numitorul din membrul stâng cu $\frac{l_0}{A}$ obţinem:

$$\frac{\Delta\rho \dfrac{l_0}{A}}{\rho_0 \dfrac{l_0}{A}} = \alpha_R \Delta T \tag{4.25}$$

$$\frac{\Delta R_1}{R_0} = \alpha_R \Delta T \tag{4.26}$$

Alungirea firului pentru o variaţie de temperatură ΔT este:

$$l = l_0(1+\alpha_T \Delta T) \tag{4.27}$$

α_T - coeficient de dilatare liniară

$$\frac{\Delta \varphi}{l_0} = \alpha_T \Delta T\,. \tag{4.28}$$

Tensometrul fiind lipit pe piesa care are coeficientul de dilatare α_S (suport), alungirea efectivă va fi

$$\varepsilon_l = \frac{\Delta l}{l_0} = (\alpha_S - \alpha_T)\Delta T \tag{4.29}$$

$$S = \frac{\frac{\Delta R_2}{R_0}}{\frac{\Delta l}{l_0}} \Rightarrow \frac{\Delta R_2}{R_0} = S\frac{\Delta l}{l_0} = S(\alpha_S - \alpha_T)\Delta T \tag{4.30}$$

$$\frac{\Delta R_1}{R_0} = S(\alpha_S - \alpha_T)\Delta T \tag{4.31}$$

Variaţia totală a rezistenţei este:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{\Delta R_1}{R_0} + \frac{\Delta R_2}{R_0} = [\alpha_R + S(\alpha_S + \alpha T)]\Delta T = \alpha \Delta T \tag{4.32}$$

α - coeficient de temperatură efectiv.

Căile de compensare a influenţei temperaturii sunt realizate prin conectarea tensometrului într-un circuit care conţine un rezistor cu coeficient de temperatură negativ (termistor). Dacă $\alpha \cdot \Delta T >> 1$ deci $\frac{\Delta R}{R_0} > 1$ avem o conectare serie. Rezistenţa termistorului este

$$R_T = R_0 e^{\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \tag{4.33}$$

La variaţii mici de temperatură

$$R_T = R_0\left[1 + \beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right] = R_0\left[1 - \frac{\beta}{TT_0}(T - T_0)\right] \tag{4.34}$$

Notăm cu R_{CS} – rezistenţa termistorului de compensare serie,

$\alpha_{CS} = -\frac{\beta}{TT_0}$ - coeficientul de compensare a rezistivităţii termistorului

ΔR_{CS} - variaţia termistorului

$$\Delta R_{CS} = R_{CS}(-\alpha_{CS})\Delta T \qquad (4.35)$$

$$\Delta R = R_0 \alpha \Delta T$$

$$\Delta R_{CS} = \Delta R \Rightarrow R_{CS} = -R_0 \frac{\alpha}{\alpha_{CS}} \qquad (4.36)$$

Dacă $\alpha \cdot \Delta T >> 1$ folosim legarea în paralel, numărul aceluiaşi algoritm obţinem:

$$R_{CP} = -R_0 \frac{\alpha_{CP}}{\alpha} \qquad (4.37)$$

Cunoscând neliniaritatea termistoarelor, compensarea poate fi făcută pentru o plajă limitată de temperatură.

Soluţia generală pentru compensarea erorii de temperatură o constituie însă conectarea traductoarelor tensometrice în scheme de punte în regim neechilibrat cu 1, 2 sau 4 traductoare. Cea mai utilizată este schema de punte cu 4 traductoare active fixate pe un corp elastic astfel încât la aplicarea mărimii neelectrice două traductoare se alungesc, deci variaţie $+\Delta R$, iar celelalte două se contractă, deci variaţie $-\Delta R$. De exemplu, în fig.4.5 la aplicarea forţei *F* traductoarele T_1 şi T_4 se alungesc iar traductoarele T_2 şi T_3 se contractă. La o variaţie a temperaturii totale cele patru traductoare vor fi afectate cu ΔR_0. Dacă se utilizează schema de punte cu patru traductoare, tensiunea de dezechilibru va fi dată de relaţia

$$U_e = U_0\left(\frac{R_2}{R_1+R_2} - \frac{R_3}{R_4+R_3}\right) = U_0 \frac{\Delta R}{R}\left(1 - \frac{\Delta R_\theta}{R}\right) \qquad (4.38)$$

Rămâne astfel:

$$U_e = U_0 \frac{\Delta R}{R} \qquad (4.39)$$

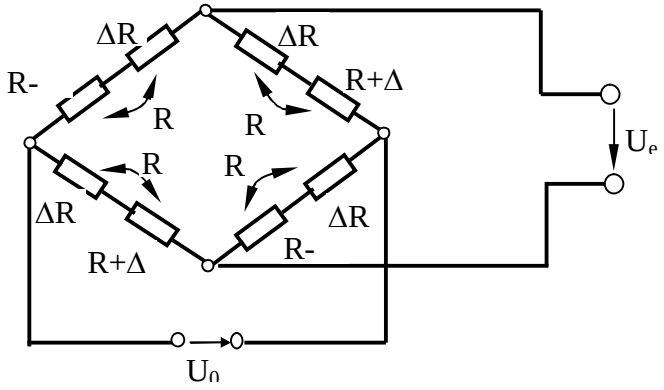


Fig. 4.10 Puntea cu 4 traductoare tensometrice

Puntea cu patru traductoare active este liniară şi eroarea de temperatură este compensată pentru limite largi de variaţie a temperaturii.

Datorită proprietăţilor menţionate şi a conectării lor în punţi de regim neechilibrat traductoarele tensometrice rezistive sunt în prezent foarte mult utilizate la măsurarea a numeroase mărimi mecanice, de ex.: forţe, presiuni, acceleraţii, momente de torsiune.

4.4.3. Dimensionarea traductorului tensometric

Valoarea curentului prin traductor este de dorit a se lua cât mai mare pentru a mări sensibilitatea punţii, dar este limitat de pericolul de încălzire şi de apariţia erorilor.

Puterea P disipată în traductor determină o supraîncălzire a tensometrului cu diferenţa de temperatură $\Delta\theta$.

$$\frac{I^2 \cdot R_t}{\xi \cdot A_0} = \Delta\theta = \frac{P}{A_0 \xi} = \frac{P_s}{\xi} \qquad (4.40)$$

R_t - rezistenţa traductorului;

P - puterea disipată;

ξ - coeficientul de cedare a căldurii către traductor;

A_0 - suprafaţa de cedare a căldurii pentru conductor.

Raportul $P = \frac{P}{A_0}$ se numeşte puterea specifică şi are unitatea de măsură $[P_S] = \frac{W}{m^2}$. Raportul $\frac{1}{\xi A_0} = R_T$ se numeşte rezistenţa termică şi are unitatea de măsură $[R_T] = \frac{K}{W}$

Prin lipirea traductorului pe piesa de încărcat cedarea de căldură se poate considera că se face în întregime metalului şi deci A_0 este suprafaţa traductorului care se învecinează cu piesa.

Curentul admisibil prin traductor se determină astfel:

$$P = I_{adm}^2 R_t \text{ respectiv } R_t = P_S A_0 \quad (4.41)$$

Pentru un tensometru cu fir de diametru *d*, având baza *b* şi *n* numărul de zig-zaguri, cu rezistivitate ρ, avem:

$$A_0 = \frac{\pi d}{2} nb \quad (4.42)$$

$$R_t = \rho \frac{nb}{\frac{nd^2}{4}} = \frac{4\rho nb}{nd^2} \quad (4.43)$$

$$I_{adm} = \sqrt{\frac{P_S \cdot A_0}{R_T}} = \sqrt{\frac{P_S \pi^2 d^3}{8\rho}} \quad (4.44)$$

Se constată că curentul admisibil depinde de diametrul firului.

Fie *L* lucrul mecanic efectuat de traductor. Introducem noţiunea de eficacitate energetică şi anume

$$G = \frac{Pef}{L} \quad (4.45)$$

$$Pef = P * \varepsilon_R^2 = P \cdot S^2 \cdot \varepsilon_l^2 \quad (4.46)$$

$$F = \sigma A^2 = \varepsilon_l E A_z \quad (4.47)$$

unde: σ efort unitar normal; A_t aria secţiuni transversale; E modul de elasticitate. Lucrul mecanic cheltuit prin efectuarea deformării Δl este:

$$L = \frac{F \cdot \Delta l}{2} = \frac{EA_t \cdot \Delta l}{2} \varepsilon_l = \frac{EV}{2} \varepsilon_l^2 \qquad (4.48)$$

unde V=l·At este volumul materialului traductorului. Eficacitatea energetică va fi:

$$G = \frac{P \cdot S^2 \cdot \varepsilon_l^2}{\frac{EV}{2} \cdot \varepsilon_l^2} = \frac{2S^2}{E} \frac{P}{V} = \frac{2S^2}{E} \frac{P_S A_o}{V} = G_m G_e \qquad (4.49)$$

Eficacitatea materialului va fi

$$G_m = \frac{2S^2}{E} \qquad (4.50)$$

cu unitatea de măsură $[G_m] = \frac{m^3}{J}$. Eficacitatea construcţiei va fi:

$$G_e = \frac{P_S A_0}{V} \qquad (4.51)$$

şi are unitatea de măsură $[G_e] = \frac{N}{m^3}$. Notăm cu δ grosimea peliculei metalice a traductorului. Dacă grosimea peliculei metalice a traductorului tensometric pelicular este egală cu raza conductorului traductorului cu fir rezultă pentru ambele traductoare raportul:

$$\frac{V}{A_0} = \delta$$

4.4.4. Metode de echilibrare a punţilor tensometrice

Echilibrarea punţii înainte de măsurare este necesară datorită diferenţelor de valori ce există între rezistenţele ei (orice rezistenţă variabilă introduce în circuit o rezistenţă de contact a cărui valoare e greu controlabilă).

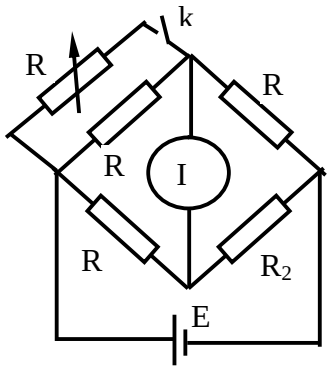


Fig. 4.11. Metodă de echilibrare a punţii cu

a) Metoda rezistenţei în paralel

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \qquad (4.52)$$

După aplicarea mărimii de măsurat se echilibrează. Pentru echilibrare se

închide K şi se reglează rezistenţa R. Rezistenţa echivalentă R_0 este:

$$R_0 = \frac{RR_4}{R+R_4} = \frac{R_4}{1+\frac{R_4}{R}} \langle R_4 \qquad (4.53)$$

Variaţia rezistenţei braţului ΔR_4 va fi:

$$\Delta R_4 = R_4 \cdot R_0 = \frac{R \cdot R_4}{R+R_4} = \frac{R_4^2 + RR_4 - RR_5}{R+R_4} = \frac{R_4^2}{R+R_4} \qquad (4.54)$$

$$\varepsilon R = \frac{\Delta R_4}{R_4} = \frac{R_4}{R+R_4} \; ; \qquad \varepsilon R = S\varepsilon_l \qquad (4.55)$$

$$S\varepsilon_l = \frac{R_4}{R+R_4} \rightarrow R = \frac{R_4}{S\varepsilon_l} - R \qquad (4.56)$$

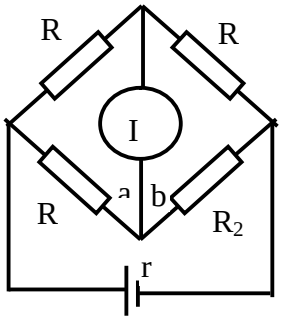


Fig. 4.12. Metodă de echilibrare a punţii cu

Rezistenţa R are valori foarte mari de ordinul zeci de KΩ.

b) Utilizarea unei rezistenţe de echilibru exterioară punţii

Rezistenţa materialului de reglaj o considerăm liniară. Puntea se echilibrează când a = b

$$R_4(R_2 + r) = R_1 R_3 \qquad (4.57)$$

$R_4 \rightarrow R_4 + \Delta R_4$ rezultă că pentru echilibru se deplasează *r* între a şi b

$$(R_4 + \Delta R_4)(R_2 + r - x) = (R_1 + x)R_3 \qquad (4.58)$$

$$(R_4 + \Delta R_4)(R_2 + 2) - R_3 R_1 = x(R_4 + R_3 + \Delta R_4)$$

$$x \cong \Delta R_4 \cdot \frac{R_2 + r}{R_4 + R_3} \qquad (4.59)$$

4.4.5. Circuitul de măsurare al traductorului tensometric

Este de regulă, o punte. În cazul solicitărilor statice puntea poate fi alimentată în curent continuu. Dacă alungirile măsurate sunt mici, instabilitatea nulului devine supărătoare. Din această cauză se preferă alimentarea punţii în curent alternativ. Se fac simţite în acest caz capacităţile parazite ale tensometrelor şi conductoarelor de legătură. Se prevăd în schema punţii elemente de echilibrare a acestor capacităţi parazite. Punţile alimentate în curent alternativ se utilizează şi pentru măsurări în regim dinamic. Cum frecvenţa solicitării poate să atingă 1kHz, se alege o frecvenţă de alimentare de 5kHz. Pentru a putea sesiza sensul solicitării se foloseşte un detector sensibil la fază. Schema bloc a unei punţi pentru traductoare tensometrice este prezentată în fig.4.13. Se mai prevăd circuite (nefigurate în schemă) pentru calibrarea tensometrelor. Adesea este necesar să se măsoare solicitări în puncte multiple. În acest caz, traductoarele respective se centralizează la un comutator care poate selecta tensometrul dorit.

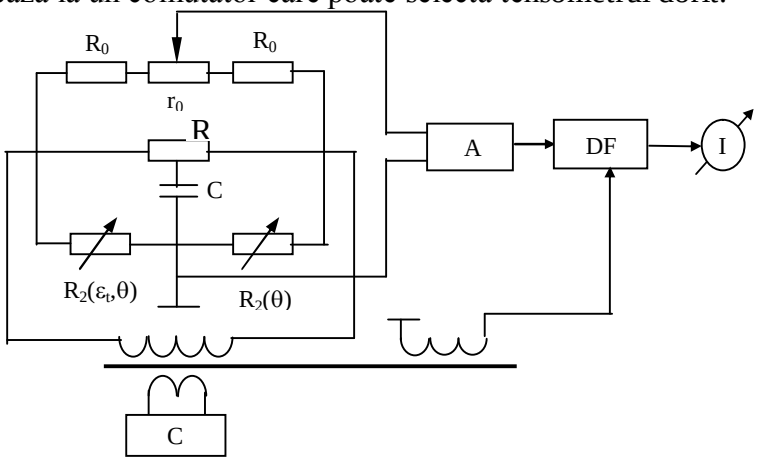


Fig. 4.13. Circuitul de măsurare al traductorului

4.5. TRADUCTOARE TERMOREZISTIVE

Traductoarele termorezistive se bazează pe proprietăţile materialelor conductoare şi semiconductoare de a-şi modifica rezistivitatea electrică la variaţia temperaturii. În general, rezistivitatea metalelor creşte cu creşterea temperaturii, adică prezintă un coeficient de temperatură pozitiv, iar rezistivitatea electroliţilor, semiconductoarelor şi materialelor izolante scade cu creşterea temperaturii.

Deoarece rezistenţa este o funcţie de temperatură $R = R(\theta)$, această funcţie se poate dezvolta în serie Taylor în jurul unei temperaturi de referinţă θ.

$$R = R_0\left[1+\alpha(\theta-\theta_0)+\beta(\theta-\theta_0)^2+...\right] \tag{4.60}$$

iar dacă $\theta_0 = 0^\circ C$ se obţine:

$$R = R_0\left(1+\alpha\theta+\beta\theta^2+...\right) \tag{4.61}$$

Coeficienţii α, β,... au valori constante pentru anumite intervale de temperatură. Pentru un interval restrâns de temperatură coeficientul de temperatură se consideră constant şi rezistenţa traductorului este dată de relaţia:

$$R = R_0(1+\alpha\theta), \tag{4.62}$$

unde R este rezistenţa la 0ºC, α coeficientul de temperatură. În acest caz caracteristica de conversie este liniară. Pentru intervale mai mari de temperatură se consideră satisfăcătoare aproximarea variaţiei cu dezvoltarea în serie Taylor până la termeni de rangul doi.

În practică însă, corespondenţa rezistenţă-temperatură nu se stabileşte pe baza tabelelor standardizate, care indică această corespondenţă de obicei din zece în zece grade.

Traductoarele termorezistive sunt de două tipuri: termorezistenţe şi termistoare.

Termorezistenţele sunt rezistenţe executate din metale pure care prezintă mari variaţii ale rezistivităţii cu temperatura rezultând o caracteristică de conversie liniară pe intervale largi de temperatură.

Cele mai folosite metale utilizate pentru realizarea termorezistenţelor sunt platina, cuprul şi nichelul (tabelul 4.2).

Tabelul 4.2.

Caracteristicile metalelor utilizate pentru termorezistenţe

Mate-rial	Intervalul de temperatură [ºC]	α $\left[^{\circ}C^{-1}\right]$	β	Rezistivitatea la 0ºC, ρ [Ωm]
Platină	-190 ÷ +630	$3{,}911\cdot10^{-3}$	$0{,}588\cdot10^{-6}$	$0{,}0983\cdot10^{-6}$
Nichel	-100 ÷ +300	$5{,}43\cdot10^{-3}$	$7{,}85\cdot10^{-6}$	$0{,}0638\cdot10^{-6}$
Cupru	-30÷+150	$4{,}0\cdot10^{-3}$		$0{,}0178\cdot10^{-6}$

Traductorul termorezistiv se realizează prin bobinarea bifilară a firului rezistiv pe un suport izolant şi introducerea lui intr-un tub de protecţie, traductorul fiind fixat în peretele incintei în care se măsoară temperatura cu ajutorul unei planşe filetate. Firul rezistiv prezintă un diametru d=0,02÷0,06mm şi o lungime l=5÷50mm.

Ca materiale pentru suportul bobinelor se folosesc, la temperaturi până la +120ºC materiale electroizolante obişnuite, până la 300ºC steatita şi mica, până la 500ºC sticla dură şi peste această temperatură materiale ceramice speciale. Tubul de protecţie se execută din oţel inoxidabil cu sau fără cămaşă ceramică, în funcţie de mediul unde se efectuează măsurarea.

Termorezistenţele prezintă rezistenţe de 25, 50, 100Ω la 0ºC, un curent maxim admisibil de 10mA, o constantă de timp cuprinsă între 0,05ms şi câteva minute, având precizii uzuale de 1% şi putând urca până la 0,05%.

Termorezistenţele se utilizează la măsurarea temperaturii şi în construcţii speciale la măsurarea vitezei gazelor, a debitului volumic, a concentraţiei gazelor şi a presiunilor scăzute.

Termistoarele sunt rezistenţe executate din materiale semiconductoare care prezintă variaţii ale rezistivităţii cu temperatura, dependenţa rezistenţei de temperatură exprimându-se prin relaţia:

$$R = ae^{\frac{b}{T}} \tag{4.63}$$

unde a şi b sunt constante de material, T temperatura absolută. Aceeaşi relaţie se poate scrie şi sub forma

$$R = R_0 e^{\frac{b}{T}-\frac{b}{T_0}} \tag{4.64}$$

unde R_0 este rezistenţa traductorului la temperatura T_0.

Sensibilitatea unui termistor este

$$S = \frac{dR}{dT} = -R\frac{b}{T^2} \tag{4.65}$$

adică scade cu pătratul temperaturii. Din această relaţie rezultă că intervalul util de utilizare (de sensibilitate ridicată) este cel al temperaturilor relativ mici.

Se poate defini un coeficient de variaţie al rezistivităţii, asemănător celui de la metale

$$\alpha = \frac{1}{R}\frac{dR}{dT} = -\frac{b}{T^2} \tag{4.66}$$

Aceasta arată o neliniaritate foarte accentuată a caracteristici de conversie pentru termistoare, o variaţie foarte mare a rezistenţei cu temperatura şi anume o scădere a rezistenţei.

Valorile nominale ale rezistenţei termistoarelor sunt 1÷200kΩ (la 20ºC). Termistoarele au dimensiuni foarte mici (sfere cu diametru sub 1mm) sensibilitate mare, rezistenţa iniţială mare şi necesită scheme de liniarizare a caracteristicii de conversie. Termistoarele sunt indicate atât pentru măsurări statice cât în special pentru măsurări dinamice pentru temperaturi.

4.6. TRADUCTOARE PIEZOREZISTIVE

Efectul piezorezistiv constă în modificarea rezistivităţii unui material dacă este suprapus unei presiuni exterioare crescătoare din toate direcţiile. Variaţia rezistivităţii cu presiunea se datorează deformări reţelei cristaline produsă de presiunea exterioară (fig.4.14).

Pentru majoritatea metalelor şi pentru intervale restrânse de variaţie a presiunii rezistenţa electrică variază liniar cu presiunea

$$R = R_o\left(1 + b\Delta p\right), \tag{4.67}$$

unde *R* este rezistenţa la presiunea de 1atm, iar *b* este coeficientul de presiune (tab.4.3). Cel mai utilizat material este manganină, deoarece influenţa temperaturii este cea mai mică. Rezistenţa iniţială este $R_0 = 100\Omega$.

Aceste traductoare sunt simple, robuste, au un timp de răspuns mic, histerezis neglijabil dar prezintă unele dificultăţi la realizarea legăturilor electrice prin pereţii camerei de presiune. Traductoarele piezorezistive sunt utilizate cu precădere pentru măsurarea presiunilor mari şi foarte mari peste 1000 atm., ajungând până la 100000 atm.

Tabelul 4.3.

Coeficientul de presiune pentru unele materiale

Material	Coeficient de presiune , b $[atm]^{-1}$
Aluminiu	$-4 \cdot 10^{-6}$
Antimoniu	$+11,1 \cdot 10^{-6}$
Cupru	$-1,8 \cdot 10^{-6}$
Fier	$-2,3 \cdot 10^{-6}$
Manganină	$+2,3 \cdot 10^{-6}$
Platină	$-1,9 \cdot 10^{-6}$
Argint	$-3,3 \cdot 10^{-6}$

4.7. TRADUCTOARE FOTOREZISTIVE

Traductoarele fotorezistive se bazează pe efectul fotoelectric intern. Aceasta constă în faptul că la căderea unui fascicol luminos pe stratul semiconductor (fig.4.15) datorită absorţiei fotonilor incidenţi se transmite energie electronilor din banda de valenţă şi unii trec în banda de conducţie, micşorându-se rezistenţa electrică a semiconductorului.

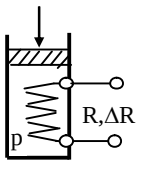


Fig. 4.14. Traductor

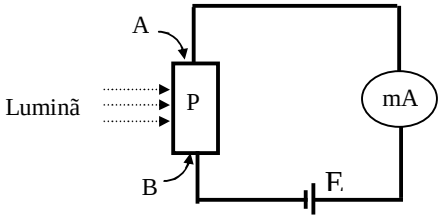


Fig. 4.15. Traductor fotorezistiv

Traductorul fotorezistiv se realizează (fig.4.15) prin depunerea pe un suport izolat a unui strat subţire P de ordinul a 1mm grosime de material semiconductor: sulfură de plumb (PbS), sulfură de cadmiu (CdS), seleniură de cadmiu (CdSe) etc. Pe stratul semiconductor sunt aplicaţi la extremităţi electrozii, fixate conexiunile şi traductorul se protejează prin acoperire cu lac sau încapsulare. La cei doi electrozi A şi B este conectată o sursă de tensiune continuă şi un instrument magnetoelectric. În starea neiluminată, prin traductor trece un curent de valoare redusă ce se numeşte curent de întuneric iar când suprafaţa este iluminată, rezistenţa scade aproximativ liniar cu iluminarea. Cu alte cuvinte, din punct de vedere electric traductorul fotorezistiv se comportă ca o rezistenţă ohmică a cărei valoare comandată prin lumină. În tabelul 4.4 sunt prezentate orientativ, sensibilitatea medie, rezistenţa de întuneric şi constanta de timp pentru unele materiale.

Tabelul 4.4.

Principalele caracteristici ale traductoarelor fotorezistive

Caracteristica	Se	PbS	CdS	CdSe
Sensibilitatea [mA/lm]	0,1 ÷ 3	3	2 ÷ 3	10
Rezistenţa de întuneric	$10^4 \div 10^7$	$10^5 \div 10^7$	$10^6 \div 10^9$	10^7
Constanta de timp [ms]	0,05 ÷ 50	0,1	10 ÷ 300	1,5 ÷ 15

Traductoarele fotorezistive prezintă sensibilitate maximă la anumite lungimi de undă, de exemplu cele cu sulfură de cadmiu au o caracteristică spectrală foarte apropiată de aceea a ochiului omenesc, iar cele cu sulfură de plumb au maximul sensibilităţii în infraroşu.

Traductoarele fotorezistive prezintă o sensibilitate ridicată, o sensibilitate spectrală favorabilă aplicaţiilor, preţ de cost redus şi deşi au o pronunţată dependenţă cu temperatura şi o inerţie mare sunt folosite în

realizarea expometrelor şi în măsurările care intervin impulsuri de lumină cu frecvenţe joase.

CAPITOLUL 5

TRADUCTOARE INDUCTIVE

CAPITOLUL 5

TRADUCTOARE INDUCTIVE

Traductoarele inductive fac parte din grupa traductoarelor parametrice şi se bazează pe proprietatea că mărimea de măsurat produce o variaţie a inductanţei traductorului. Inductanţa proprie sau mutuală a traductorului este modificată de acele mărimi care influenţează permeabilitatea circuitului magnetic al traductorului. Aceste traductoare de inductanţă se cunosc şi sub denumirea de traductoare tip "transformator", deoarece mărimea de ieşire se obţine la bornele înfăşurării secundarea a traductorului, sub forma unei tensiuni electromotoare. Traductorul inductiv de tip diferenţial prezintă avantajul unei sensibilităţi duble, o mai bună liniaritate şi compensarea influenţei variaţiilor surselor de alimentare şi ale parametrilor mediului.

5.1. TRADUCTOARE DE INDUCTANŢĂ PROPRIE

Considerăm traductorul de inductanţă proprie afişat în fig.5.1.

$$L = \frac{N\phi}{I} \tag{5.1}$$

$$\phi = \frac{N \cdot I}{Rm} \tag{5.2}$$

Din relaţiile (5.1) şi (5.2) rezultă relaţia:

$$L = \frac{N^2}{R_m} \tag{5.3}$$

$$R_m = \frac{1}{\mu \cdot S} \tag{5.4}$$

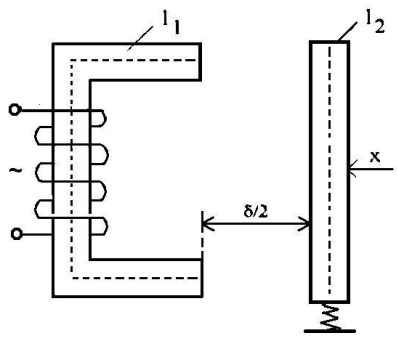


Fig. 5.1. Traductor de inductantă

unde: L - inductanţa bobinei; N - numărul de spire; I - curentul prin bobină; ϕ - fluxul magnetic; R_m - reluctanţa magnetică; l - lungimea medie a liniilor de câmp; S - suprafaţa

străbătută de fluxul magnetic; μ - permeabilitatea magnetică a miezului.

La bobinele cu miez feromagnetic cu întrefier, din cauza valorii mult mai mari a permeabilităţii fierului faţă de cea a aerului reluctanţa fierului devine neglijabilă.

$$Rm = Rm_{Fe} + Rm_{\delta} \tag{5.5}$$

R_{Fe} - reluctanţa fierului; Rm_{δ} - reluctanţa aerului.

$$R_m = \frac{l_{Fe}}{\mu_0 \cdot \mu_{Fe} \cdot S} + \frac{\delta}{\mu_0 \cdot S} \tag{5.6}$$

$\mu_{Fe} \rangle\rangle \mu_0$

$l_{Fe} = l_1 + l_2$

l_{Fe} - lungimea medie a liniilor de câmp la fier

Din (5.4),(5.5),(5.6) rezultă că

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot S}{\delta} \tag{5.7}$$

Astfel în expresia inductanţei intervine lungimea δ şi suprafaţa S a întrefierului. Ne propunem să determinăm sensibilitatea traductorului inductiv.

Considerăm: μ_0 = ct. şi N = ct. Diferenţiem (5.7) şi rezultă:

$$dL = \frac{\partial L}{\partial S}\partial S + \frac{\partial L}{\partial \delta}\partial \delta \tag{5.8}$$

a. Considerăm că variaţia inducţiei se dovedeşte variaţiei întrefierului, suprafaţa fiind constantă $S = ct$, $\delta \to \delta + d\delta$

$$dL = -N^2 \cdot \mu_0 \cdot S \cdot \frac{1}{(\delta + d\delta)^2} \cdot d\delta \tag{5.9}$$

$$S_{\delta} = \frac{dL}{d\delta} = -\frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot S}{\delta^2 \cdot \left(1 + \frac{d\delta}{\delta}\right)^2} = -\frac{L}{\delta \cdot \left(1 + \frac{d\delta}{\delta}\right)^2} \tag{5.10}$$

L – este inductanţa traductorului în situaţia iniţială când mărimea de intrare e nulă

b. Considerăm că variaţia inductanţei se datoreşte variaţiei suprafeţei, întrefierului rămânând constant $\delta = ct$, $S \to S + dS$

$$dL = \frac{N^2 \cdot \mu_0}{\delta} dS \tag{5.11}$$

$$S = \frac{dL}{dS} = \frac{N \cdot \mu_0}{\delta} = ct \tag{5.12}$$

Se observă că sensibilitatea traductorului inductiv faţă de suprafaţa întrefierului e constantă nedepinzând de dS, pe când sensibilitatea faţă de lungimea întrefierului este neliniară depinzând de raportul $\frac{d\delta}{\delta}$. Curentul prin traductor este însă proporţional cu

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{\omega \cdot L} = \frac{U}{\omega \cdot N^2 \cdot \mu_0 \cdot S}\left(\delta \pm d\delta\right) \tag{5.13}$$

5.2.TRADUCTOARE DE INDUCTANŢĂ MUTUALĂ (TIP TRANSFORMATOR)

Fluxul magnetic produs de bobina primară

$$\Phi = \frac{i \cdot N \cdot l}{Rm} = \frac{i \cdot N \cdot l}{Rm_{Fe} + Rm_{\delta}} = \frac{i \cdot N \cdot l \cdot \mu_0 \cdot S}{\delta} \tag{5.14}$$

i – valoarea momentană a curentului alternativ ce alimentează bobina.

Tensiunea indusă în secundar va avea expresia

$$e = -N_2 \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{N_1 \cdot N_2 \cdot \mu_0 \cdot S}{\delta} \cdot \frac{di}{dt} \tag{5.15}$$

e – fiind tensiunea indusă secundară. Considerăm curentul alternativ secundar

$$i = I_m \sin \omega t$$

$$e = -\frac{N_1 \cdot N_2}{\delta}\mu_0 S\omega I_m \cos\omega t = -E_m \cos\omega t \tag{5.16}$$

$$E_m = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = N_1 N_2 \mu_0 \frac{S}{\delta}\frac{I_m}{\sqrt{2}} = N_1 N_2 \mu_0 I \frac{S}{\delta} = C\frac{S}{\delta} \tag{5.17}$$

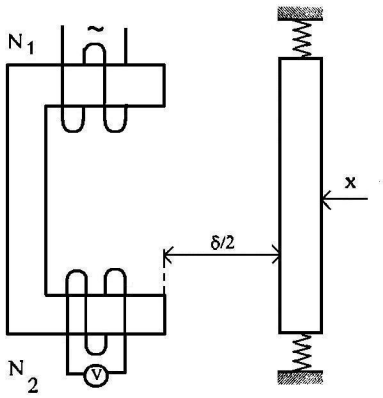


Fig. 5.2. Traductor de inductanţă mutuală

I - valoarea efectivă a curentului,
C – constantă cu valoarea $C = N_1 N_2 \mu_0 I$.

Diferenţiem (5.17) şi rezultă

$$dE = \frac{\partial E}{\partial \delta}d\delta + \frac{\partial E}{\partial S}dS \tag{5.18}$$

a. Presupunem $S = ct$, iar $\delta \to \delta + d\delta$

$$dE = -C\frac{S}{(\delta + d\delta)^2}d\delta \tag{5.19}$$

$$S = \frac{dE}{d\delta} = -\frac{CS}{\delta^2\left(1+\frac{d\delta}{\delta}\right)^2} = -\frac{E}{\delta\left(1+\frac{d\delta}{\delta}\right)^2} \tag{5.20}$$

b. Presupunem $\delta = ct$, iar $S \to S + dS$

$$dE = \frac{C}{\delta}dS \tag{5.21}$$

$$S_S = \frac{dE}{dS} = \frac{C}{\delta} = ct\,.$$

E - tensiunea iniţială la mărimea de intrare egală cu zero.

5.3. EXEMPLE DE TRADUCTOARE INDUCTIVE

5.3.1. Traductoare de inductanţă proprie

A. Cu modificarea lungimii întrefierului

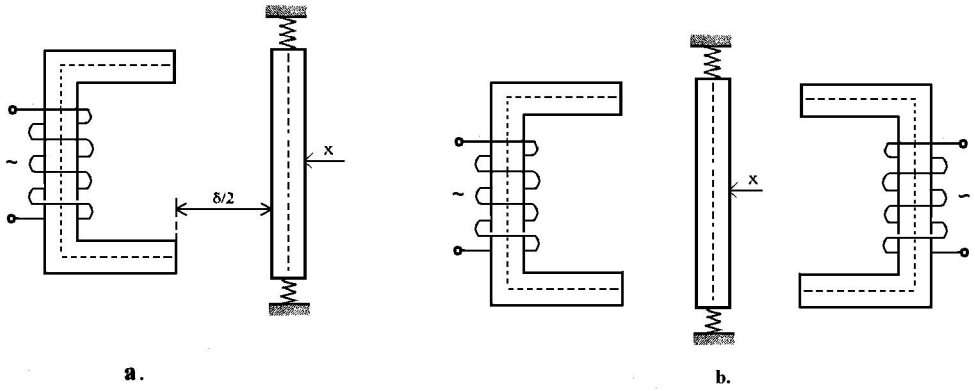


Fig. 5.3. Traductoare de inductanţă proprie cu modificarea lungimii întrfierului

B. Cu suprafaţa întrefierului variabilă

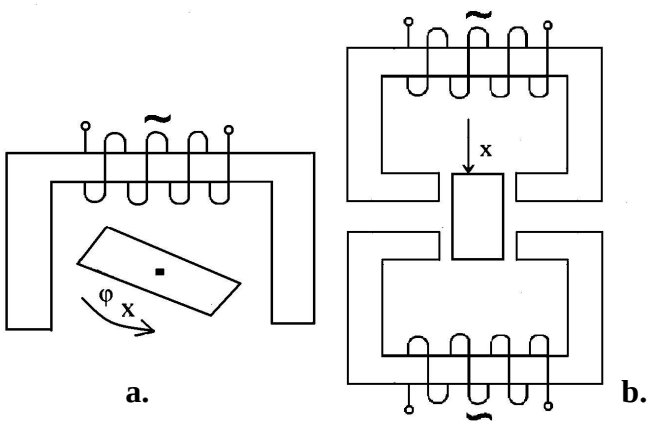


Fig. 5.4. Traductoare de inductanţă proprie cu modificarea suprafeţei întrefierului

C. Cu deplasarea miezului

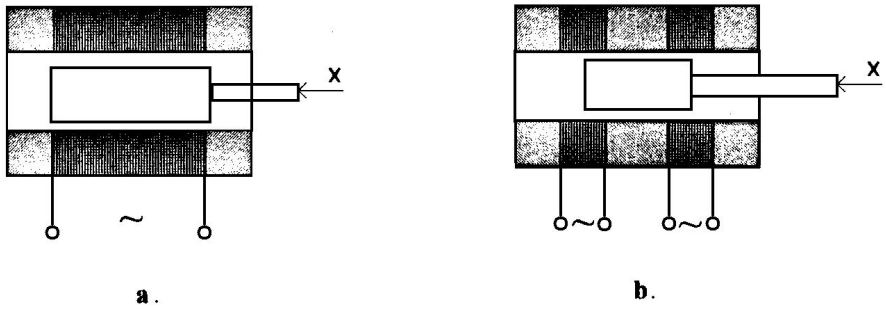


Fig. 5.5. Traductoare de inductanţă proprie cu deplasarea miezului

5.3.2. Traductoare de tip transformator

A. *Cu lungimea întrefierului variabilă*

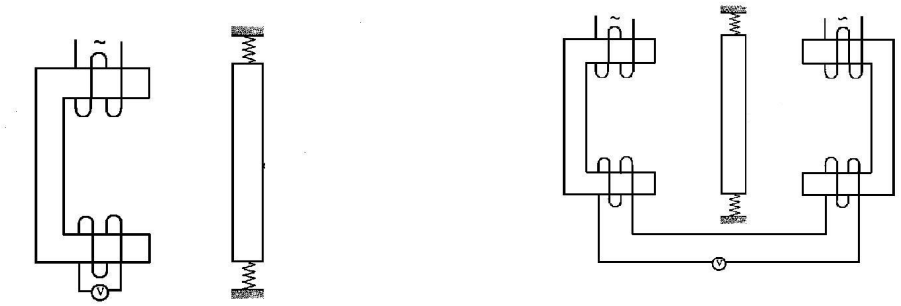


Fig. 5.6. Traductoare de tip transformator cu lungimea întrefierului variabilă

B. Cu modificarea suprafeţei întrefierului

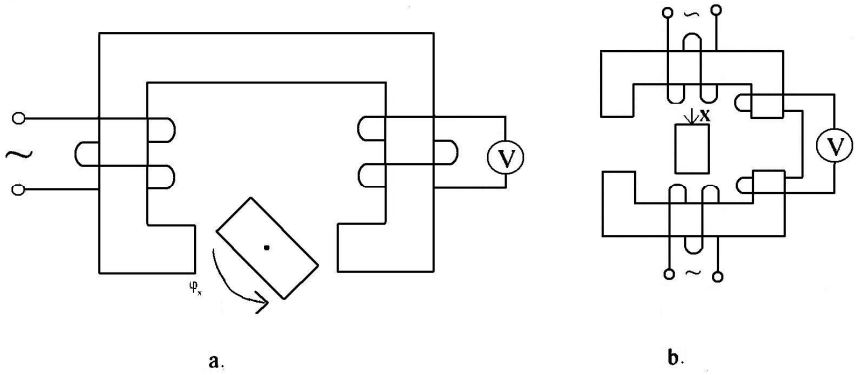


Fig. 5.7. Traductoare de tip transformator cu modificarea suprafeţei întrefierului

C. Cu deplasarea miezului

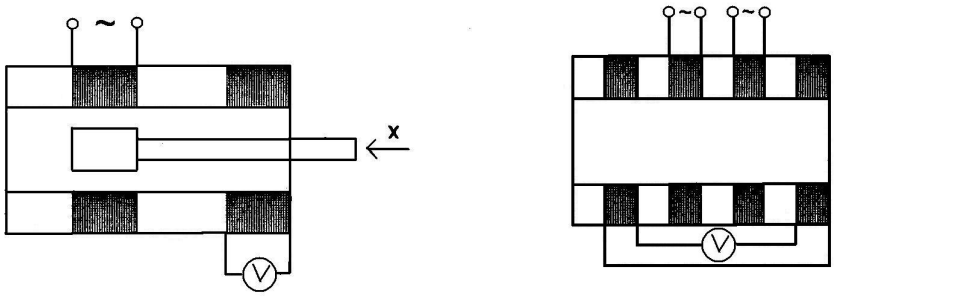


Fig. 5.8. Traductoare de tip transformator cu deplasarea miezului

Figurile (b) corespund traductoarelor de tip diferenţial

5.3.CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR INDUCTIVE 5.4.

Traductoarele inductive se clasifică după numărul de inductanţe în: traductoare inductive la care este influenţată o singură inductanţă, traductoarele inductive la care sunt influenţate două inductanţe traductoare inductive la care sunt influenţate inductanţe mutuale, traductoare inductive la care este influenţată permeabilitatea magnetică.

5.4.1. Traductoare inductive la care este influenţată o singură inductanţă

Formele cele mai răspândite de astfel de traductoare sunt constituite dintr-o singură bobină a cărei inductanţă este modificată prin deplasarea unei armături sau a unui miez mobil.

Traductorul inductiv cu armătură mobilă (fig.5.9) prezintă un circuit magnetic în formă de U şi o armătură mobilă situată la distanţă. Pe circuitul magnetic fix este dispusă o bobină cu *n* spire şi de inductanţă *L*. dacă se neglijează fluxul de scăpări, reluctanţa circuitului magnetic *Rm* este:

$$Rm = \frac{l_1}{\mu_{Fe}\mu_0 S_1} + \frac{l_2}{\mu_{Fe}\mu_0 S_2} + \frac{2\delta}{\mu_0 S_3} \qquad (5.22)$$

unde: l_1, respectiv l_2, este mărimea medie a liniilor de câmp prin circuitul magnetic respectiv prin armătură, S_1 respectiv S_2 aria secţiunii transversale

a circuitului magnetic respectiv a armăturii, S_3 aria întrefierului, μ_0 permeabilitatea vidului, μ_{Fe} permeabilitatea relativă a materialului magnetic. Dacă presupunem $S_1 = S_2 = S_3 = S$ şi notăm $l_{Fe} = l_1 + l_2$ se obţine:

$$R_m = \frac{\frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe}} + 2\delta}{\mu_0 S} \tag{5.23}$$

Deoarece inductanţa bobinei este dată de relaţia:

$$L = \frac{N^2}{R_m} \tag{5.24}$$

rezultă:

$$L = \frac{\mu_0 N^2 S}{\frac{l_{Fe}}{\mu_{Fe}} + 2\delta} \tag{5.25}$$

Caracteristica de conversie *L=f(δ)* exprimată de ecuaţia (5.25) şi reprezentată grafic în fig.5.10 este neliniară. Dacă bobina este alimentată cu o tensiune alternativă de frecvenţă f rezultă un curente alternativ

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \tag{5.26}$$

unde *R* este rezistenţa bobinei traductorului. Valoarea curentului *I* conţine informaţia metrologică privind mărimea neelectrică ce a produs întrefierul.

Traductorul este robust, simplu deconectat, putând fi alimentat la frecvenţa de 50Hz şi este recomandabil pentru măsurări în cazul unor deplasări mici, pentru intervale de măsurare cuprinse între 0-10µm până la 0-5mm. Traductorul inductiv cu miez mobil (fig.5.11.a) este format dintr-o bobină cilindrică lungă în interiorul căreia se poate deplasa axial un miez mobil din material feromagnetic, de aceeaşi lungime cu bobina. Inductanţa bobinei variază în funcţie de poziţia miezului intre valorile L şi $L_{\max}$ corespunzătoare miezului scos din bobina respectiv complet introdus în bobină.

Dependenţa inductanţei *L* a bobinei de deplasarea x a miezului feromagnetic faţă de poziţie, inductanţa maximă se poate exprima prin relaţia:

$$L = \left(L_{\max} - L_0\right)e^{-k\left(\frac{x}{l}\right)} + L_0 \qquad (5.27)$$

Caracteristica de conversie *L=f(x)* exprimată de ecuaţia (5.27) şi reprezentată grafic (fig.5.11.b) este neliniară. Caracteristica de conversie se poate liniariza pe un interval larg realizându-se o distribuţie neuniformă a spirelor pe lungimea bobinei.

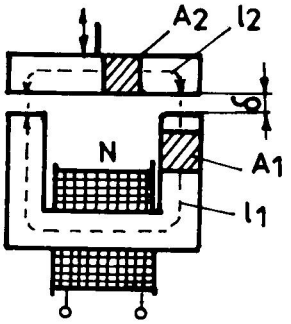


Fig. 5.9. Traductor inductiv cu armătură mobilă: circuitul

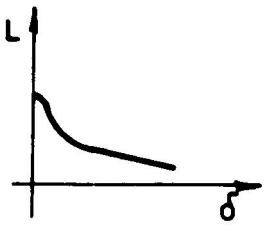


Fig. 5.10. Traductor inductiv cu armătură mobilă: caracteristica de conversie

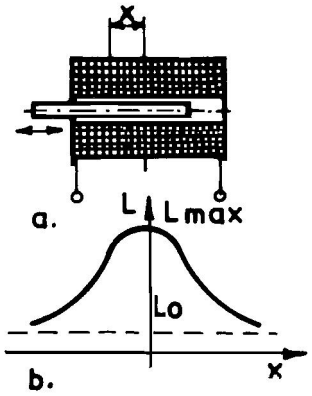


Fig. 5.11. Traductor inductiv cu miez mobil: a) circuitul magnetic; b)

Bobina este alimentată cu o tensiune alternativă, rezultă un curent conform ec.(5.26) şi măsurând curentul I se obţine o informaţie privind deplasarea miezului.

Traductorul este robust, simplu, se alimentează la tensiuni cu frecvenţa de 50Hz şi se utilizează la măsurarea deplasărilor medii şi mari pentru intervale de la 0-100mm până la 0-2000mm.

5.4.2. Traductoare inductive la care sunt influenţate două inductanţe

Acest tip de traductor se mai numeşte şi *traductor inductiv cu bobine diferenţiale* deoarece este format din două bobine inductive (fig.5.12.a) fiecare de lungime l în care se poate deplasa axial un miez feromagnetic de aceeaşi lungime l. Prin deplasarea miezului feromagnetic se modifică în sens invers inductanţele proprii L_1 şi L_2 ale celor două bobine precum şi inductanţa lor mutuală. Cele două bobine de impedanţe $\underline{Z}_1$ şi $\underline{Z}_2$ împreună cu două rezistenţe egale R sunt conectate intr-o punte simplă de c.a. (fig.5.12.a) care este alimentată cu o tensiune alternativă U_0. Pentru x=0 corespunzător aşezării simetrice miezului în cele două bobine rezultă $L_1=L_2$ şi $U_e=0$. Dacă tija se deplasează se modifică cele două inductanţe şi rezultă o tensiune de dezechilibru.

$$\underline{U}_e = \underline{U}_0\left[\frac{R}{R+R} - \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1+\underline{Z}_2}\right] = \frac{\underline{U}_0}{2}\frac{\underline{Z}_1-\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1+\underline{Z}_2} \qquad (5.28)$$

Neglijându-se rezistenţele celor două bobine în comparaţie cu reactanţele inductive se poate scrie:

$$\underline{Z}_1 = j\omega(L_1+M);\quad \underline{Z}_2 = j\omega(L_2+M) \qquad (5.29)$$

şi ecuaţia (5.28) devine:

$$\underline{U}_e = \frac{\underline{U}_0}{2}\frac{L_1-L_2}{L_1+L_2+2M} \qquad (5.30)$$

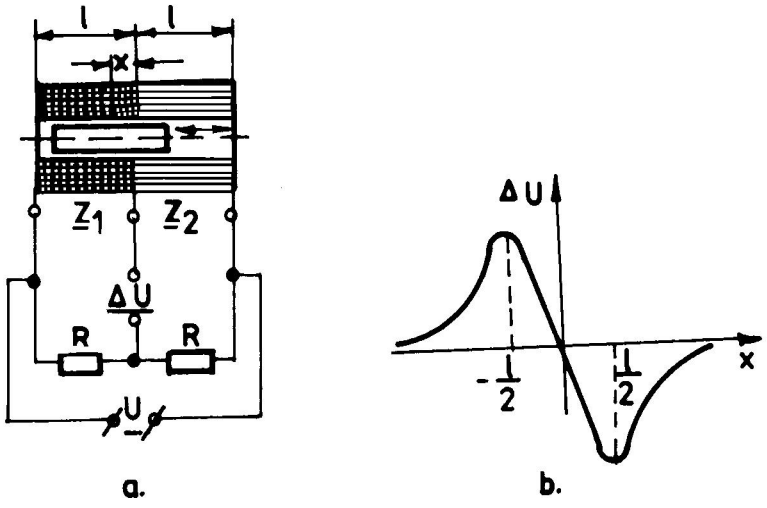


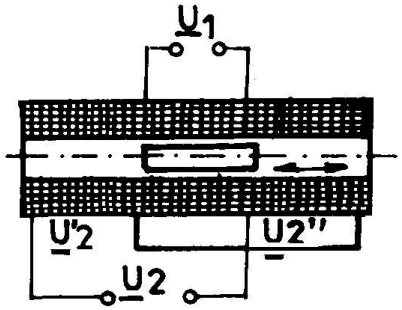
Fig. 5.12. Traductor inductiv cu bobine diferenţiale: a) schema electrică; b) caracteristica de conversie

Caracteristica de conversie $U_e = f(x)$ exprimată de relaţia (5.30) şi reprezentată grafic în fig.5.12.b este liniară pe intervalul $x \in (-l/2, +1/2)$. Tensiunile de dezechilibru din zona negativă a caracteristici de conversie corespund unor tensiuni defazate cu 180ºC faţă de cele corespunzătoare situaţiei L_1-L_2>0 şi de aceea folosindu-se un convertor de redresare sensibil la fază se evidenţiază şi sensul deplasării. Traductoarele inductive cu bobine diferenţiale se utilizează pentru măsurarea deplasărilor în intervalul 50-100mm.

5.4.3. Traductoare inductive la care sunt influenţate inductanţele mutuale

În această categorie sunt grupate traductoarele inductive la care mărimea neelectrică produce o modificare a inductanţelor mutuale dintre două sau mai multe circuite electrice. Realizările principale sunt: traductorul inductiv de tip transformator şi traductorul inductiv tip inductosin.

A. Traductorul inductiv tip transformator diferenţial (fig.5.13).



Este format din două transformatoare cu acelaşi primar, înfăşurările secundare fiind conectate în serie şi obţinându-se o tensiune secundară.

Fig. 5.13. Traductor inductiv tip transformator

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_2^{/} - \underline{U}_2^{//}. \qquad (5.31)$$

Primarul este format de bobina din mijloc şi este alimentat la o tensiune sinusoidală $\underline{U}_1$. Cele trei bobine sunt coaxiale şi în interiorul lor se poate deplasa un miez din material feromagnetic poziţia lui fiind determinată de mărimea de măsurat. În cazul în care miezul feromagnetic se află situat în

interiorul bobinei primare (fig.5.13) cele două tensiuni secundare sunt egale $\underline{U}_2^{/} = \underline{U}_2^{//}$ şi tensiunea de ieşire $\underline{U}_2 = 0$.

În cazul în care miezul feromagnetic e deplasat în stânga, pătrunde mai mult în secundarul din stânga, se măreşte inductanţa mutuală intre cele două bobine, creşte tensiunea $\underline{U}_2^{/}$ şi scade tensiunea $\underline{U}_2^{//}$ rezultând la ieşire o tensiune $\underline{U}_2$. La deplasarea miezului feromagnetic spre dreapta scade $\underline{U}_2^{/}$ şi creşte $\underline{U}_2^{//}$. Se pune în evidenţă în acest mod şi sensul de deplasare. Caracteristica de conversie este liniară. Traductorul inductiv tip transformator diferenţial prezintă o foarte mare sensibilitate este utilizat pentru măsurare abaterilor cu intervale de măsurare cuprinse între *–3µm* şi *+3µm* până la *–100µm* la *+100µm* (micrometre electrice) sau pentru măsurarea deplasărilor foarte mici de la 0 la 20mm.

B. Traductorul inductiv tip inductosin

Traductorul inductiv tip inductosin este format dintr-un element fix (rigla) solidar cu sistemul de referinţă şi un element mobil (cursorul) ataşat de obiectul pentru care se doreşte să se cunoască poziţia sau deplasarea. Cele două elemente sunt constituite din circuite imprimate de înalta precizie, având forma de bare plate uniform distribuite, interconectate (tip grila) realizând înfăşurări plane multipolare cu pas constant (uzual p=2mm) (fig.5.14). Elementul fix dispune de o singură înfăşurare pe întreaga lungime (uzual 250mm). Pe elementul mobil sunt dispuse două înfăşurări identice, deplasate una faţă de cealaltă cu un sfert de pas (p/4). Cele două elemente ale traductorului au înfăşurările dispuse faţă în faţă plan-paralele şi separate de un mic întrefier (uzual=0,15mm) menţinut constant pe toată deplasarea elementului mobil. Traductorul inductosin este echivalent cu două transformatoare plane care au primarele distincte situate pe elementul mobil şi secundarul comun situat pe elementul fix. Inductanţele mutuale dintre înfăşurările mobile şi înfăşurarea fixă prezintă o distribuţie spaţială

armonică de forma $M \sin 2\pi \frac{x}{s}$ unde s este dublul pas polar iar x este deplasarea. Celor două înfăşurări de pe elementul mobil li se aplică două

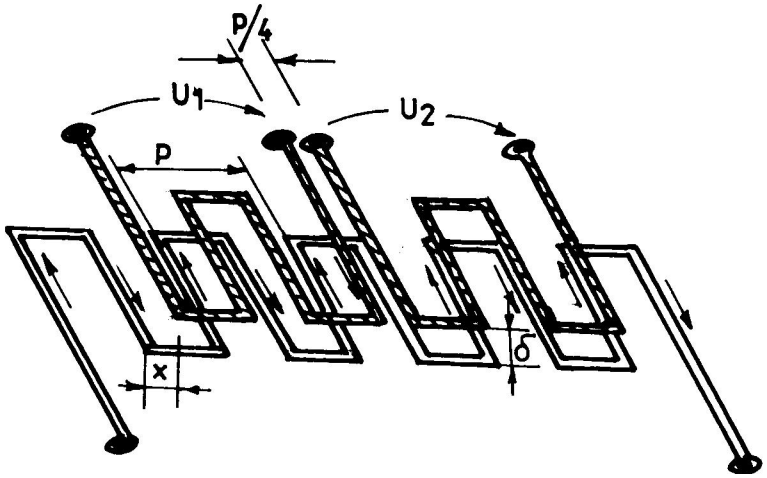


Fig. 5.14. Traductor inductiv tip inductosin

tensiuni sinusoidale $\underline{u}_1$ şi $\underline{u}_2$, defazate între ele cu 90º şi de frecvenţă ridicată (uzual 10kHz) şi se poate calcula tensiunea secundară $\underline{u}_3$ indusă în înfăşurarea fixă ca fiind suma a două tensiuni alternative, de aceeaşi frecvenţă, induse de cele două înfăşurări de pe elementul mobil. În funcţie de modul de variaţie a celor două tensiuni $\underline{u}_1$ şi $\underline{u}_2$ se determină regimurile de funcţionare: regimul de modulaţie de amplitudine şi regimul cu modulaţie de fază.

În regimul cu modulaţie amplitudine (fig.5.15.a) tensiunile $\underline{u}_1$ şi $\underline{u}_2$ care alimentează cele două înfăşurări de pe elementul mobil sunt în fază, au aceeaşi frecvenţă (uzual 10kHz) iar amplitudinile lor sunt variabile fiind dependente de valoarea x_0 a poziţiei dorite, admiţându-se o variaţie armonică şi decalate cu 90º electrice (fig.5.15.a). când poziţia reală dintre elementul mobil şi elementul fix e x iar poziţia dorită este x_0 tensiunea $\underline{u}_3$ indusă în înfăşurarea elementului fix este suma algebrică a tensiunilor induse de cele două înfăşurări de pe elementul mobil.

$$\underline{u}_3 = \frac{1}{k_t} U_1 \sin \omega t \cos\left(2\pi \frac{x_0}{s}\right) \sin\left(2\pi \frac{x}{s}\right) -$$

$$- \frac{1}{k_t} U_2 \sin \omega t \sin\left(2\pi \frac{x_o}{s}\right) \cos\left(2\pi \frac{x}{s}\right) = \qquad (5.32)$$

$$= \frac{1}{k_t} U \sin \omega t \sin \frac{2\pi}{s}(x - x_0)$$

unde: $\underline{u}_3$ este t.e.m. indusă în înfăşurarea fixă pentru poziţia x cu $U_1 = U_2 = U$; k_t este raportul de transformare; x_0 este poziţia dorită; x este poziţia relativă reală dintre cele două elemente ale traductorului.

În fig.5.16 este prezentată variaţia amplitudini tensiunii de ieşire $\underline{u}_3$ de pe elementul fix, modulată după o lege sinusoidală în funcţie de x. Măsurarea poziţiei are loc la valoarea 0 a tensiunii induse.

În *regimul de modulaţie de fază* cele două înfăşurări de pe elementul mobil sunt alimentate cu tensiunile u_1 şi u_2 de egală amplitudine, la aceeaşi frecvenţă ridicată (uzual 10kHz) dar defazate între ele cu 90º electrice (fig.5.15.b).

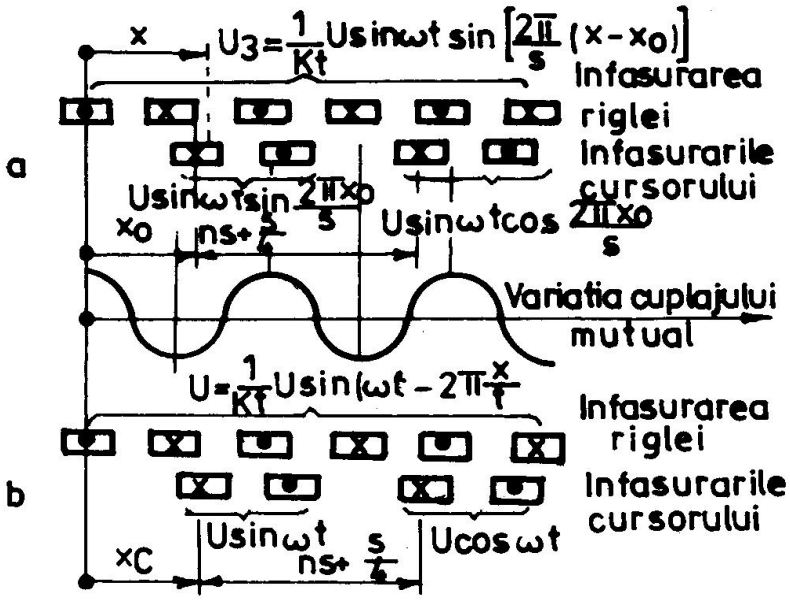


Fig. 5.15. Regimurile de alimentare ale traductorului inductosin: a) regim cu modulaţie de amplitudine; b) regim cu modulaţie de

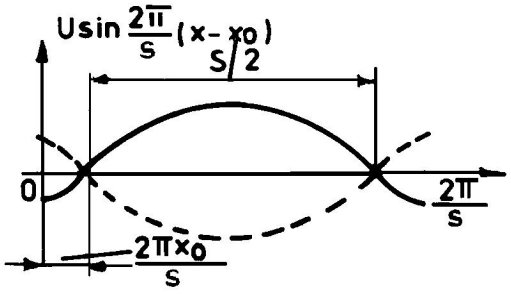


Fig. 5.16. Variaţia cu deplasarea a amplitudinii tensiunii u_3 la bornele

Pentru o anumită poziţie relativă între cele două elemente tensiunea u_3 indusă în înfăşurarea elementului fix este suma algebrică a tensiunilor induse de către fiecare înfăşurare de pe elementul mobil:

$$u_3 = \frac{1}{k_t} U_1 \sin \omega t \cos 2\pi \frac{x}{s} - \frac{1}{k_t} U_2 \cos \omega t \sin 2\pi \frac{x}{s} = \\ = \frac{1}{k_t} U \sin\left(\omega t - 2\pi \frac{x}{s} \right) \tag{5.33}$$

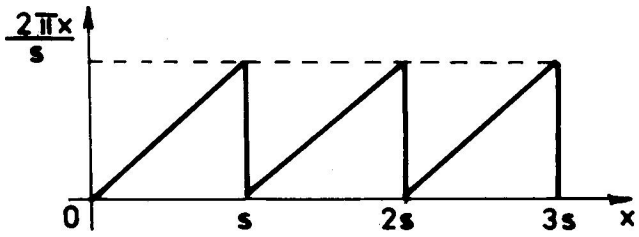


Fig. 5.17. Variaţia fazei iniţiale a tensiunii u_3 la bornele înfăşurării fixe

Variaţia fazei tensiunii de ieşire de pe elementul fix, faţă de faza tensiunii u_1 luată ca referinţă, este reprezentată în fig.5.17. traductoarele inductosine se realizează atât liniare cât şi rotative.

Parametrii principali ai traductoarelor inductosine sunt:

- amplitudinea tensiunilor $\underline{u_1}$ şi $\underline{u_2}$ ale elementului mobil: 0,5…2V;
- amplitudinea tensiunii $\underline{u_3}$ a elementului fix: 4mV…0,7V;
- frecvenţa tensiunilor $\underline{u_1}, \underline{u_2}, \underline{u_3}$: 10kHz;
- puterea maximă: 0,5…2 W;
- deplasarea maximă: 250, 500, 750, 1000 mm etc.;
- precizia măsurării: ±5μm; ±2,5μm; ±1μm.

Traductoarele inductosine sunt cele mai precise traductoare utilizare pentru poziţionarea sau măsurarea deplasării, de aceea şi-au găsit largi utilizări. În domeniul construcţiilor de maşini ele se folosesc la majoritatea maşinilor-unelte (strunguri, freze, maşini de găurit, mese rotative) la microscoape în coordonate, la poziţionarea capetelor de citire pentru memorii disc, telescoape.

În domeniul militar traductoarele inductosin şi-au găsit diverse utilizări la rampele de lansare radar, navigaţie maritimă, ghidarea tirului de artilerie din poziţii fixe sau de pe tancuri etc.

5.4.4. Traductoare inductive la care este influenţată permeabilitatea

Funcţionarea acestor traductoare se bazează pe fenomenul magnetoelastic care constă în modificarea permeabilităţii unor materiale supuse la eforturi mecanice. Fenomenul magnetoelastic este cel mai pronunţat la materiale bazate pe Ni-Fe (de ex. 80%Ni). Dacă pentru un asemenea material se determină ciclurile de histerezis pentru stare netensionată şi tensionată se constată o modificare semnificativă a acestora – deci o modificare a permeabilităţii magnetice. Expresia arată că între anumite limite ale efortului mecanic permeabilitatea variază liniar cu efortul unitar iar această variaţie este dependentă de direcţia efortului. Pe baza anizotropiei fenomenului magnetoelastic se realizează traductorul inductiv de tip presductor (fig.5.18.a) care este format dintr-un pachet de tole prevăzute cu patru găuri în care se introduc patru bobine la 90º. Înfăşurarea primară este alimentată cu o tensiune alternativă $\underline{u_1}$, stabilindu-se un curent de valoare efectiv constantă. În stare netensionată miezul are aceeaşi permeabilitate în toate direcţiile şi liniile de câmp magnetic (B şi H) sunt circulare iar în înfăşurarea secundară nu se induce nici o tensiune. Sub

acţiunea unei forţe F materialul este supus unui efort mecanic şi permeabilitatea se modifică diferit după cele două axe ortogonale, ceea ce conduce la modificarea liniilor inducţiei magnetice şi la inducerea unei t.e.m. în secundar.

Caracteristica de conversie $U_2 = f(F)$ a traductorului de tip presductor (fig.5.18.b) este neliniară şi prezintă histerezis.

Traductoarele de tip presductor au dimensiuni mici (câţiva cm) sunt simple, au interval foarte larg de măsurare (0…10N), rezistă la suprasarcini, dar prezintă histerezis şi au o precizie redusă. Ele sunt utilizate la măsurarea maselor şi forţelor.

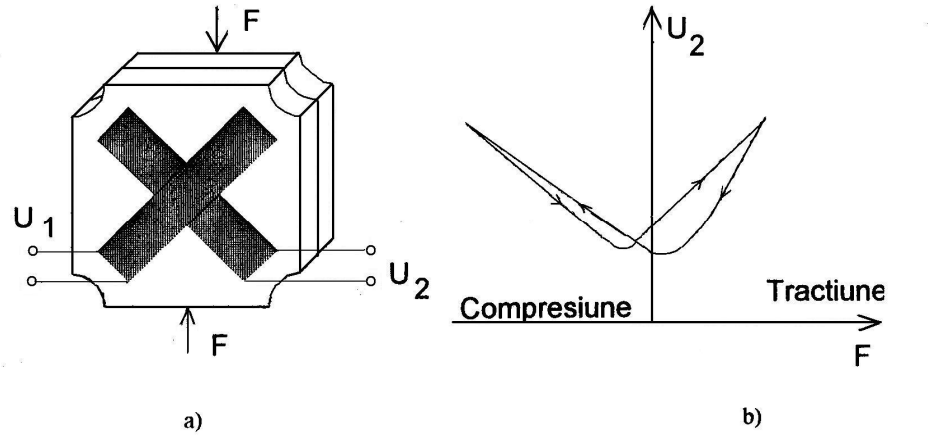


Fig. 5.18. Traductor inductive tip presductor: a) exemplu de realizare; b) caracteristica de conversie

CAPITOLUL 6

TRADUCTOARE CAPACITIVE

CAPITOLUL 6

TRADUCTOARE CAPACITIVE

6.1. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR CAPACITIVE

Traductoarele capacitive fac parte din grupa traductoarelor parametrice şi ele convertesc mărimea neelectrică într-o variaţie de capacitate. Schema electrică echivalentă a unui condensator cuprinde reactanţa capacitivă şi rezistenţa echivalentă a pierderilor. În analiza schemelor cu traductoare capacitive se va presupune cu o bună aproximaţie că unghiul de pierderi este mic şi se va neglija rezistenţa de pierderi în comparaţie cu reactanţa capacitivă. Traductoarele capacitive se realizează din cele două tipuri de condensatoare: plan sau cilindric.

Condensatorul plan (fig.6.1.a) prezintă o capacitate

$$C = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S}{d} \tag{6.1}$$

unde ε_0 este permitivitatea vidului, ε_r este permitivitatea relativă a mediului dintre armături, S este aria suprafeţei de suprapunere a celor doi electrozi, d este distanţa dintre armături.

Pentru a determina expresia capacităţii în cazul condensatorului cilindric pornim de la teorema lui Gauss

$$\int \overline{D} \cdot d\overline{S} = q \tag{6.2}$$

în care D este inductanţa câmpului electric.

$$D = \varepsilon \cdot E \tag{6.3}$$

$$S = 2\pi Rh \tag{6.4}$$

$$\varepsilon \cdot E \cdot 2\pi Rh = q$$

$$E = \frac{q}{2\pi h \varepsilon R}$$

$$C = \frac{q}{V_{12}}$$

$$V_{12} = \int_{R_1}^{R_2} E dR = \int_{R_1}^{R_2} \frac{q}{2\pi h \varepsilon R} dR \tag{6.5}$$

$$V_{12} = \frac{q}{2\pi h \varepsilon} \ln \frac{R_1}{R_2} \tag{6.6}$$

$$C = \frac{q}{V_{12}} = \frac{q}{\frac{q}{2\pi h \varepsilon} \ln \frac{R_2}{R_1}} = \frac{2\pi h \varepsilon}{\ln \frac{R_2}{R_1}} = \frac{2\pi h \varepsilon}{\ln \frac{D}{d}} \tag{6.7}$$

Condensatorul cilindric (fig.6.1.b) prezintă o capacitate

$$C = \frac{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r h}{\ln \frac{D}{d}}$$

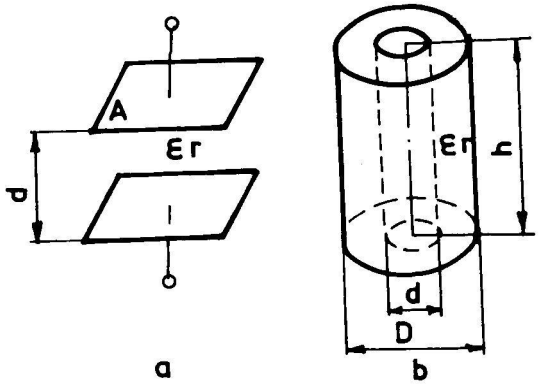


Fig. 6.1. Condensatoare electrice: a) plan; b)

unde: $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ permitivitatea mediului dintre armături; D diametrul electrodului exterior; d diametrul electrodului interior; h înălţimea de suprapunere a celor doi cilindri.

Din relaţiile capacităţilor pentru condensatorul plan şi cel cilindric rezultă că traductoarele capacitive a oricărei mărimi neelectice care modifică unul din elemente: distanţa dintre armături, suprafaţa de suprapunere a armăturilor, permitivitatea mediului dintre armături.

6.2. TRADUCTOARE CAPACITIVE CU MODIFICAREA DISTANŢEI DINTRE ARMĂTURI

Cel mai simplu traductor este un condensator plan cu o armură fixă şi una mobilă (fig.6.2.a) a cărui capacitate în poziţia $d\delta = 0$ este

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{\delta} \tag{6.8}$$

Dacă se măreşte distanţa dintre armături cu $d\delta$ capacitatea condensatorului devine:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{\delta + d\delta} \tag{6.9}$$

şi variaţia de capacitate este:

$$\Delta C = C - C_0 = -C_0 \frac{d\delta}{\delta + d\delta} \tag{6.10}$$

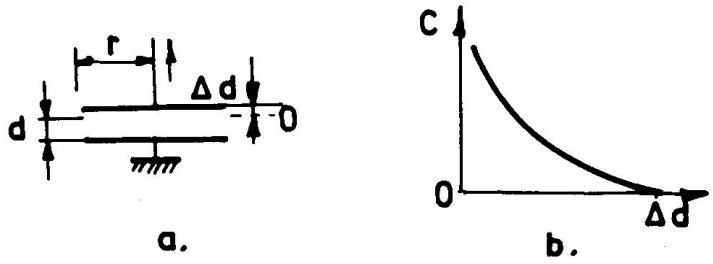


Fig. 6.2. Traductor capacitiv cu armătura mobilă: a) schema electrică; b) caracteristica de conversie

Din ecuaţia (6.9) se obţine caracteristica de conversie C=f(δ) (fig.6.2.b) care prezintă o variaţie parabolică şi variaţia capacităţii se poate considera liniară numai pentru deplasări reduse, de aceea aceste traductoare pot fi utilizate numai la măsurarea deplasărilor mici 0…1mm.

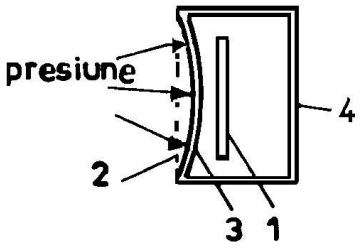


Fig. 6.3. Traductor capacitiv cu membrană elastică: 1- armătura fixă;

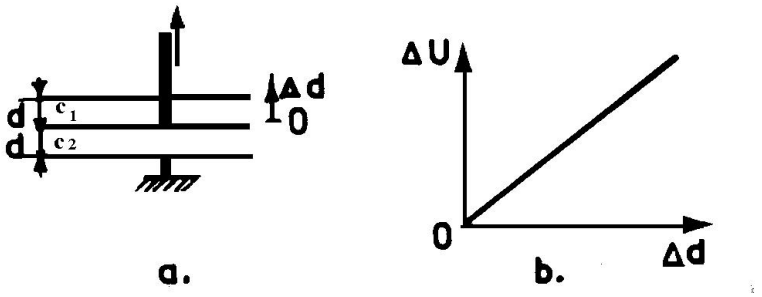


Fig. 6.4. Traductor capacitiv diferenţial

Uneori se construiesc traductoare capacitive de presiune (fig.6.3) la care o armură este fixă iar cealaltă este formată dintr-o membrană ce se deformează sub acţiunea presiunii obţinându-se o caracteristică de conversie *C=f(p)* liniară. Cel mai des folosite sunt însă traductoarele capacitive diferenţiale (fig.6.4.a) unde armăturile exterioare sunt fixe iar armătura interioară mobilă, rezultând:

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{d - d\delta}; \quad C_2 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{d + d\delta}. \tag{6.11}$$

Traductorul capacitiv diferenţial se conectează într-o punte de c.a. în regim neechilibrat şi se obţine o caracteristică de conversie $\Delta U = f(d\delta)$ liniară (fig.6.4.b). Asemenea traductoare intră în structura micrometrelor electrice.

6.3. TRADUCTOARE CAPACITIVE CU MODIFICAREA SUPRAFEŢEI DE SUPRAPUNERE A ARMĂTURILOR

Tipul cel mai răspândit de traductor capacitiv din această categorie îl constituie traductorul de deplasare unghiulară (fig.6.5.a) care reprezintă un condensator rotativ cu mai multe armături echidistante, de forma unor sectoare circulare. Capacitatea traductorului este

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r \pi \cdot r^2 (n-1)}{d \cdot 360} (\alpha_0 - \alpha) \qquad (6.12)$$

Unde n este numărul de armături, α_0 unghiul sectorului circular, r raza sectorului circular, d distanţa dintre armături, α deplasarea unghiulară. Din ecuaţia (6.12) rezultă o caracteristică de conversie $C = f(\alpha)$ liniară (fig.5.b).

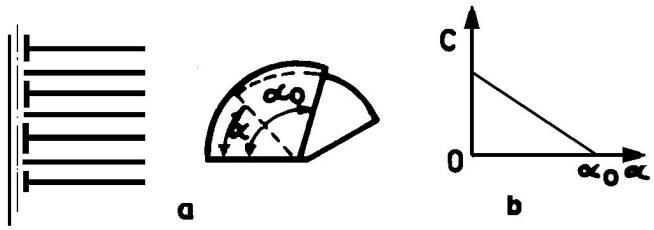


Fig. 6.5. Traductor capacitiv de deplasare unghiulară:

6.4. TRADUCTOARE CAPACITIVE CU MODIFICAREA DIELECTRICULUI

Permitivitatea relativă a dielectricului unui condensator se poate modifica fie prin introducerea unui material izolant între armături fie prin modificarea stării fizice a dielectricului cu umiditatea, substanţe diferite. De aceea, aceste traductoare capacitive se utilizează la măsurarea grosimilor a nivelelor, a umidităţii, a compoziţiei de substanţă. Traductoarele capacitive prezintă o mare sensibilitate, în general sunt caracterizate de caracteristici de conversie liniare, au capacităţi mici şi de aceea schemele electrice sunt

alimentate cu tensiuni de frecvenţe ridicate (400Hz – 100kHz), amplitudinea tensiunii de alimentare fiind limitată de tensiunea de străpungere.

6.5. RELAŢII PENTRU TRADUCTOARELE CAPACITIVE

Dacă alimentăm un condensator cu o tensiune alternativă

$$u = U_m \sin \omega t \tag{6.13}$$

curentul prin condensator va avea expresia

$$i = \frac{dq}{dt} = C\frac{du}{dt} = CU_m \omega \cos \omega t = I_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \tag{6.14}$$

unde

$$I_m = U_m C\omega \tag{6.15}$$

I_m - amplitudinea curentului.

Împărţim (6.15) cu $\sqrt{2}$ şi în stânga şi în dreapta

$$\frac{I_m}{\sqrt{2}} = I = C\omega\frac{U_m}{\sqrt{2}} = C\omega U \tag{6.16}$$

$$X_C I = U \tag{6.17}$$

Pentru schema echivalentă serie notăm $tg\gamma$ tangenta unghiului de pierderi.

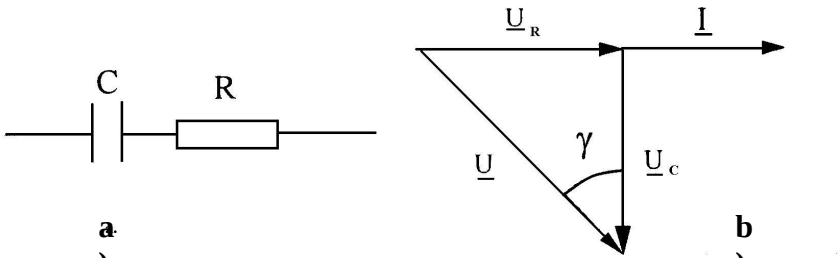


Fig. 6.6. Traductor capacitiv: a) schema echivalentă serie;

$$tg\gamma = \frac{U_R}{U_C} = \frac{I \cdot R}{I \cdot X_C} = R\omega C \tag{6.18}$$

Un condensator cuprinde reactanţa capacitivă $X_C = \frac{1}{\omega C}$ şi rezistenţa electrică a pierderilor *R*. În cazul traductoarelor se presupune că unghiul de pierderi este mic şi se va neglija rezistenţa de pierderi în comparaţie cu reactanţa capacitivă.

$$C = \frac{\varepsilon S}{\delta}$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{\delta}{\omega \varepsilon S} \tag{6.19}$$

$$dX_C = \frac{\partial X_C}{\partial \delta} d\delta + \frac{\partial X_C}{\partial \varepsilon} d\varepsilon + \frac{\partial X_C}{\partial S} dS \tag{6.20}$$

Presupunem $\varepsilon = ct.,\ S = ct.$ respectiv întrefierul variabil $\delta \to \delta + d\delta$

$$dX_C = \frac{d\delta}{\varepsilon \omega S} = \frac{X_C}{\delta} d\delta$$

$$\frac{dX_C}{X_C} = \frac{d\delta}{\delta} \tag{6.21}$$

Rezultă că la modificarea întrefierului $S_\delta = ct. = 1$.

$$S_\delta = \frac{\frac{dX_C}{X_C}}{\frac{d\delta}{\delta}} = 1 \tag{6.22}$$

Altă situaţie este $\delta = ct., S = ct.$ şi permitivitate variabilă $\varepsilon \to \varepsilon + d\varepsilon$. Sensibilitatea în acest caz este

$$dX_C = \frac{\delta}{\omega S}\left[-\frac{d\varepsilon}{(\varepsilon + d\varepsilon)^2} \right] \tag{6.23}$$

$$\frac{\delta}{\omega S} = X_C \varepsilon \tag{6.24}$$

$$dX_c = X_C \varepsilon \frac{(-d\varepsilon)}{\varepsilon^2\left(1+\frac{d\varepsilon}{\varepsilon}\right)^2}$$

$$\frac{dX_C}{X_C} = -\frac{d\varepsilon}{\varepsilon}\frac{1}{\left(1+\frac{d\varepsilon}{\varepsilon}\right)^2}$$

$$S_\varepsilon = \frac{\frac{dX_C}{X_C}}{\frac{d\varepsilon}{\varepsilon}} = -\frac{1}{\left(1+\frac{d\varepsilon}{\varepsilon}\right)^2} \qquad (6.25)$$

Analog pentru situaţia când suprafaţa este variabilă cu întrefier şi permitivitate

$$S_S = \frac{\frac{dX_C}{X_C}}{\frac{dS}{S}} = -\frac{1}{\left(1+\frac{dS}{S}\right)^2} \qquad (6.26)$$

În paralel cu traductorul capacitiv în circuitul de măsurare apare o capacitate parazită C_P. Capacitatea echivalentă.

$$C_e = C + C_P \qquad (6.27)$$

Variaţia capacităţii echivalente C_e sub acţiunea mărimii de intrare X se datorează variaţiei lui C.

$$dC_e = dC \qquad (6.28)$$

$$\frac{dC_e}{C_e} = \frac{dC_e}{C+C_P} = \frac{dC}{C+C_P} = \frac{dC}{C\left[1+\frac{C_P}{C}\right]} \qquad (6.29)$$

Pentru că $\frac{dC_e}{C_e} = \frac{dC}{C}$ trebuie că C_P să fie mare, dar prin mărimea lui C_P creşte $1+\frac{C_P}{C}$ şi se micşorează sensibilitatea. Pentru a micşora capacitatea parazită se utilizează traductoarele diferenţiale.

6.6. EXEMPLE DE TRADUCTOARE CAPACITIVE

A. Cu modificarea distanţei între armături

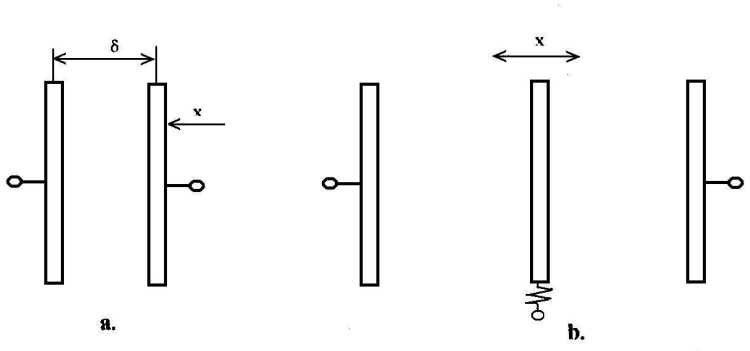
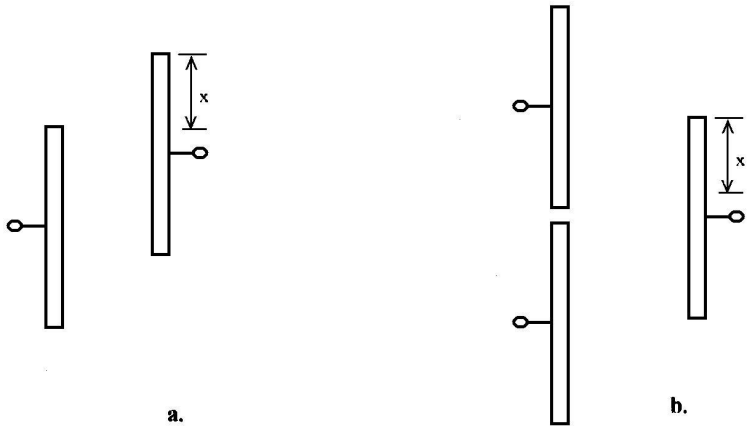


Fig. 6.7. Traductoare capacitive cu modificarea distanţei dintre armături



B. Cu modificarea suprafeţei armăturilor

Fig. 6.8. Traductoare capacitive cu modificarea suprafeţei armăturilor

Figurile 6.7.b şi 6.8.b corespund traductoarelor de tip diferenţial.

C. Cu modificarea dielectricului

Fig.6.9.a. corespunde introducerii unui material între armături; fig.6.9.b. corespunde modificării dielectricului prin introducerea unui lichid între armături, situaţie în care $C = f(h)$, h înălţimea lichidului.

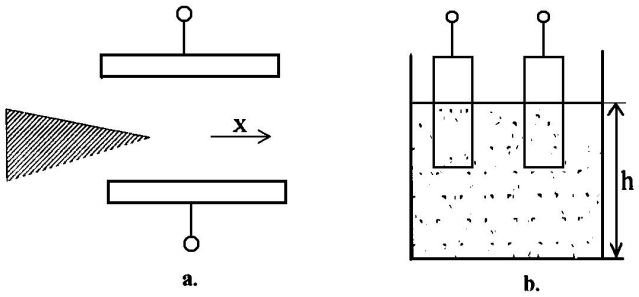


Fig. 6.9. Traductoare capacitive cu modificarea dielectricului

CAPITOLUL 7

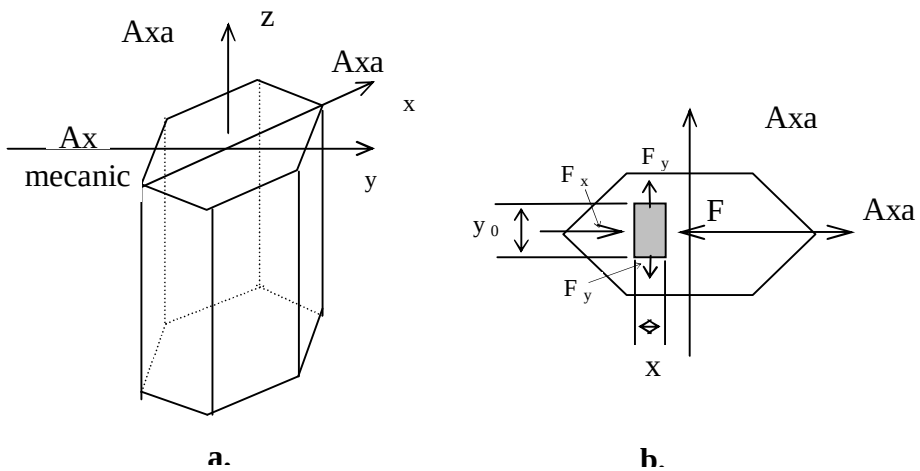
TRADUCTOARE PIEZOELECTRICE

CAPITOLUL 7

TRADUCTOARE PIEZOELECTRICE

7.1. CONSIDERAŢII GENERALE

Traductoarele piezoelectrice funcţionează pe baza efectul piezoelectric care constă în polarizarea electrică a unor substanţe cristaline (ex: cuarţ, titan de bariu) în urma unor deformaţii mecanice (efect piezoelectric direct) sau modificarea dimensiunilor lor într-un câmp electric variabil (efect piezoelectric invers). Cristalul de cuarţ se prezintă sub forma unei prisme hexagonale, are trei axe electrice Ox (orientate prin vârfurile hexagonului) trei axe mecanice Oy (orientate perpendicular pe laturile hexagonului) şi o axă optică Oz (fig.7.1.a).



a. **b.**

Fig. 7.1 Principiul de funcţionare al traductorului piezoelectric ;

7.2. EFECTUL PIEZOELECTRIC DIRECT LA TRADUCTOARE (EPD)

Considerăm o plăcuţă din cristal de cuarţ, tăiată după direcţia x, adică plăcuţa e perpendiculară pe axa x (fig.7.1.b) în care caz efectul piezoelectric este maxim. În repaus din punct de vedere electric plăcuţa este neutră. Sub acţiunea forţelor F_x, orientate după axa x pe feţele paralele cu axa mecanică apare sarcina electrică:

$$Q_x = d_{11} \cdot F_x \tag{7.1}$$

unde d_{11} este modulul piezoelectric în direcţia x.

La schimbarea sensului forţei F_x (întinderea) se schimbă sensul sarcinilor. Acest fenomen descris reprezintă aşa numitul *efectul longitudinal* (în direcţia lungimii). Aplicând forţa după axa y se manifestă *efectul transversal*, sarcinile electrice apărând tot pe aceleaşi feţe dar de mărimea:

$$Q_x = -d_{11} \cdot \frac{y_0}{x_0} \cdot F_y \tag{7.2}$$

unde x_0, y_0 sunt dimensiunile plăcuţei, $\frac{y_0}{x_0} = k$.

Aplicând forţa după axa z nu se manifestă efect piezoelectric. De asemenea nu avem efect piezoelectric la o tensiune mecanică uniformă pe toate feţele.

Modulul piezoelectric după diferite direcţii de solicitare a cristalului are valori diferite. La cristalul de cuarţ există două module piezoelectrice independente. Plăcuţele se pot tăia după anumite unghiuri cu axele cristalografice efectul piezoelectric fiind mai mic, în schimb se obţine un coeficient de temperatură a modulelor piezoelectrice nul sau foarte mic. Notăm cu φ densitatea de sarcină pe suprafaţă.

$$\varphi = \frac{Q}{S} \tag{7.3}$$

unde: Q este sarcina electrică; S suprafaţa plăcuţei. Densităţile de sarcină pe suprafaţa perpendiculară pe axele x, y, z sunt $\varphi_x, \varphi_y, \varphi_z$. Notăm cu σ efort unitar tangenţial

$$\sigma = \frac{F}{S} \tag{7.4}$$

Eforturile unitare tangenţial exercitate pe feţele x, y, z sunt $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ iar cu τ_x, τ_y, τ_z eforturile unitare normale după aceleaşi trei axe.

Experimental s-au obţinut următoarele rezultate:

$$\begin{cases} \varphi_x = \dfrac{Q_x}{y_0 z_0} = d_{11}\sigma_x - kd_{11}\sigma_y + d_{14}\tau_x \\ \varphi_y = \dfrac{Q_y}{x_0 z_0} = -d_{11}\tau_y - 2d_{11}\tau_x \\ \varphi_z = 0 \end{cases} \tag{7.5}$$

Module piezoelectrice d_{11}, d_{14} au valorile:

$$d_{11} = 2{,}3 \cdot 10^{-12}\left[\frac{C}{N}\right]; \; d_{14} = -0{,}7 \cdot 10^{-12}\left[\frac{C}{N}\right]$$

Expresiile reflectă că:

- pe faţa perpendiculară pe axa x pot apare sarcini numai datorită forţelor normale exercitate pe feţele x şi y şi forţelor tangenţiale exercitate pe faţa x
- pe faţa perpendiculară pe axa y pot apare sarcini numai datorită forţelor tangenţiale exercitate pe feţele y şi z
- pe faţa perpendiculară pe axa z nu apar niciodată sarcini.

În unele cazuri se utilizează traductoarele piezoelectrice numite bimorfe (fig.7.2) formate din două plăcuţe lipite între ele astfel încât polarizarea să fie de semn contrar la aceeaşi solicitare mecanică. În felul acesta sarcinile care apar pe feţele celor două plăcuţe se însumează.

Exemplu – traductor piezoelectric pentru măsurarea forţelor (fig.7.3). El lucrează în combinaţie cu un traductor mecano-elastic format din bila 1 şi corpul 4:

Traductorul piezoelectric propriu-zis e format din cristale 3, 6 fixate între piesele 2, 4 şi 7. Traductorul lucrează pe principiul *bimorf*, piesa 7 joacă rol de electrod de ieşire.

Influenţa temperaturii şi umezelii. Cristalul de cuarţ este foarte stabil. Coeficientul de dilatare liniară este neînsemnat. Are o rezistivitate volumetrică foarte mare care aproape nu depinde de temperatură.

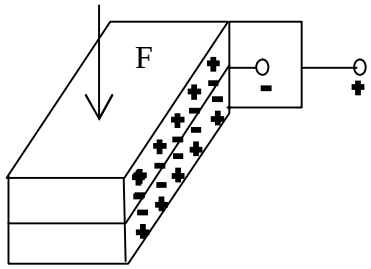
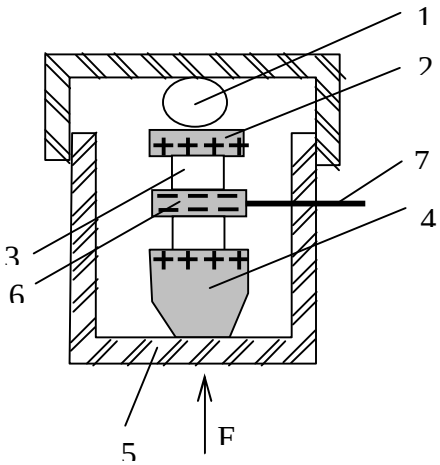


Fig.7.2 Traductor piezoelectric bimorf



1-bila
2, 4 – piese ale traductorului piezoelectric
3, 6 –cristale de cuarţ
5 – corpul traductorului mecano

Fig. 7. 3 Traductor piezoelectric pentru măsurarea forţelor

7.3. EFECTUL PIEZOELECTRIC INVERS LA TRADUCTOARE (EPI)

Un piezoelectric plasat în câmp electric orientat după axa x suferă o deformație relativă:

$$\frac{\Delta x}{x_0} = kE_x \; ; \qquad E_x = \frac{U_x}{x_0}.$$

rezultând

$$\Delta x = kU_x$$

(7.6)

Un astfel de traductor funcţionează ca un convertor tensiune deformaţie. Aceste traductoare se utilizează la producerea deplasărilor foarte mici sau ca emiţător de ultrasunete. Aplicând o tensiune de polarizare alternativă, placa cristalină vibrează cu frecvenţa tensiunii aplicată. Un piezoelectric plasat în câmp electric orientat după axa x suferă o deformaţie relativă:

$$E_x = \frac{F}{q} \quad \left[\frac{N}{C}\right] \tag{7.7}$$

Pe cale experimentală s-a obţinut:

$$\begin{cases} \sigma_x = e_{11}E_x = \dfrac{F_x}{y_0 z_0} \\ \sigma_y = -e_{11}E_x = \dfrac{F_y}{x_0 z_0} \\ \sigma_z = 0 \end{cases} \qquad \begin{cases} \tau_x = e_{14}E_x \\ \tau_y = -e_{14}E_y \\ \sigma_z = -e_{11}E_y \end{cases} \tag{7.8}$$

E_x, E_y, E_z - intensităţile câmpului după x, y, z; e_{11}, e_{14} - constante piezo-electrice. Se observă că E_z nu participă la fenomenul piezoelectric invers, axa z fiind o axă inertă.

$$e_{11} = 0{,}173 \quad \left[\frac{C}{m^2}\right]; \qquad e_{14} = 0{,}04 \quad \left[\frac{C}{m^2}\right]$$

Aceste relaţii permit calcularea forţelor mecanice în cazul când se dă câmpul aplicat. Cunoscându-se forţele se pot deduce deformaţiile cuarţului. Aplicând o tensiune de polarizare alternativă placa cristalină vibrează în frecvenţa tensiunii aplicate. Amplitudinea vibraţiei este maximă dacă această frecvenţă coincide cu frecvenţa de oscilaţie proprie a plăcii de 16kHz. Frecvenţa proprie de vibraţie în lungul axei elastice (efect longitudinal) este dată de relaţia:

$$f_{0x} = \frac{1}{2x_0}\sqrt{\frac{E}{\rho_x}} \tag{7.9}$$

E modulul de elasticitate; ρ densitatea. Produsul $f_{0x} \cdot x_0$ poartă numele de constantă de frecvenţă.

7.4. SCHEMA ELECTRICĂ ECHIVALENTĂ A CRISTALULUI DE CUARŢ

Considerăm o lamelă de cuarţ tăiată sub forma unui paralelipiped având faţa mare normală pe axa *x* şi acţionând cu forţe normale după axa x:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + b\frac{dx}{dt} = kx = F_x \tag{7.10}$$

x reprezintă deformaţia plăcuţei după axa Ox; $m\frac{d^2x}{dt^2}$ forţa de inerţie; *m* masa; $b\frac{dx}{dt}$ forţa de frecare; *kx* forţa elastică; *b* constanta pozitivă de frecare; *k* constanta pozitivă elastică.

Admitem că F_x variază alternativ în timp. Ecuaţia fiind liniară *x* este proporţional cu F_x, deci va varia alternativ conform *legii lui Hooke*:

$$\frac{\Delta l}{l_0} = \frac{F}{S}\frac{1}{E} \tag{7.11}$$

În cazul nostru

$$\frac{x}{x_0} = \frac{\sigma_x}{E} \Rightarrow \sigma_x = \frac{x}{x_0}E \tag{7.12}$$

E reprezintă modulul de elasticitate. Sarcina totală pe faţa x este:

$$Q_x = \rho_x y_0 z_0 = d_{11}\sigma_x y_0 z_0 = d_{11} y_0 z_0 E\frac{x}{x_0} = \frac{x}{a} \tag{7.13}$$

Am notat cu a constanta $a = \frac{x_0}{y_0 z_0 d_{11} E}$

$$Q_x = \frac{x}{a} \Rightarrow x = aQ_x \tag{7.14}$$

Ţinând cont că:

$$i = \frac{dQ}{dt} \tag{7.15}$$

membrul stâng al relaţiei se poate scrie:

$$ma\ddot{Q}_x + ba\dot{Q}_x + kaQ_x = F_x. \tag{7.16}$$

Ţinând cont de efectul piezoelectric invers membrul din dreapta se poate scrie:

$$\sigma_x = \frac{F_x}{y_0 z_0} = e_{11}E_x \Rightarrow F_x = e_{11}y_0 z_0 E_x \tag{7.17}$$

dar

$$E_x = \frac{U_x}{x_0} \tag{7.18}$$

$$\Rightarrow F_{11} = \frac{e_{11}y_0 z_0}{x_0}U_x = d \cdot U_x \tag{7.19}$$

$$F_x = d \cdot U_x \tag{7.20}$$

$$ma\ddot{Q}_x + ba\dot{Q}_x + kaQ_x = dU_x \tag{7.21}$$

Ultima relaţie descrie un circuit serie RLC supus unei tensiuni *u(t)* este de forma:

$$\frac{ma}{d}\ddot{Q}_x + \frac{ba}{d}\dot{Q}_x + \frac{ka}{d}Q_x = U_x(t) \tag{7.22}$$

$$L\frac{di}{dt} + Ri\frac{1}{C}\int idt = u(t) \tag{7.23}$$

din care rezultă:

$$L = \frac{ma}{d};\ R = \frac{ba}{d};\ \frac{1}{C} = \frac{ka}{d}. \tag{7.24}$$

Schema electrică a cristalului de cuarţ (fig.7.4) conţine şi capacitatea parazită *Cp* între feţele x, legată în paralel cu cristalul de cuarţ.

Rezistenţa *R* este de valori foarte mari (sute de ohmi), inductanţa *L* este de ordinul zecilor de Henry, capacitatea *C* are valori foarte mici prin urmare capacitatea *C* şi inductanţa *L* se pot neglija în raport cu *R*.

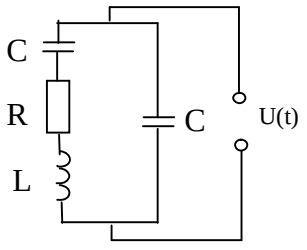


Fig. 7.4. Schema electricã a cristalului

Schema echivalentă va fi prezentată în fig.7.5. pentru traductoare vom folosi schema din fig.7.6 indicele “t” venind de la traductor.

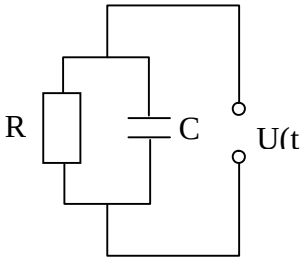


Fig. 7.5 Schema electrică a cristalului

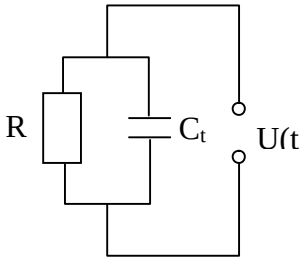


Fig. 7.6. Schema traductorului

Tensiunea care apare la ieşirea traductoarelor piezoelectrice este foarte mică şi ea trebuie amplificată. Rezistenţa traductorului este mare deci şi rezistenţa amplificatorului trebuie să fie mare.

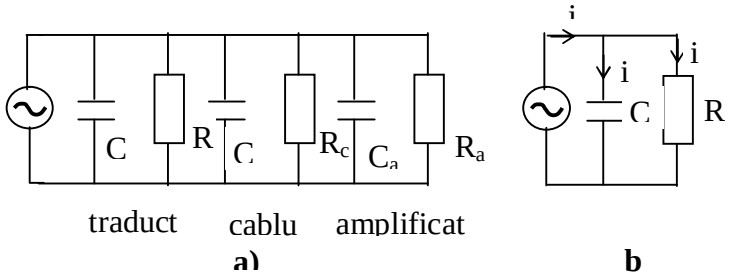


Fig. 7.7. Ansamblu traductor piezoelectric cablu si amplificator

Pentru măsurarea tensiunii utilizăm un montaj ca în fig.7.7.a, schema echivalentă fiind prezentată în fig.7.7. b. În c.a.

$$i = i_R + i_C \tag{7.25}$$

$$i_R = \frac{u}{R_e}, \quad i_C = \frac{dq}{dt} = C_e \frac{du}{dt} \tag{7.26}$$

$$i = \frac{u}{R_e} + C_e \frac{du}{dt} \tag{7.27}$$

$$i = \frac{dQ_x}{dt} = \frac{d}{dt}\left(d_{11}F_x\right) = d_{11}\frac{dF_x}{dt} \tag{7.28}$$

Din (7.27) şi (7.28) rezultă:

$$d_{11}\frac{dF_x}{dt} = \frac{u}{R_e} + C_e \frac{du}{dt} \tag{7.29}$$

Traductorul piezoelectric este un traductor de ordinul I de tip derivator având ca mărime de intrare F_x şi ca mărime de ieşire tensiunea *u(t)*.

$$C_e \frac{du}{dt} + \frac{u}{R_e} = d_{11}\frac{dF_x}{dt}$$

$$R_e C_e \frac{du}{dt} + u(t) = \frac{d_{11}R_e C_e}{C_e}\frac{dF_x}{dt} \tag{7.30}$$

Notăm produsul $R_e C_e = T$ care reprezintă constanta de timp

$$T\frac{du}{dt} + u(t) = \frac{d_{11}T}{C_e}\frac{dF_x}{dt} \tag{7.31}$$

Aplicăm Laplasianul relaţiei (7.31):

$$U(s)[Ts+1] = \frac{d_{11}T}{C_e} sF_x(s)$$

$$S(s) = \frac{U(s)}{F(s)} = \frac{d_{11}Ts}{C_e(1+Ts)} \tag{7.32}$$

Pentru semnele sinusoidale:

$$\underline{S}(j\omega) = \frac{d_{11}}{C_e}\frac{j\omega T}{1+ j\omega T} \tag{7.33}$$

$$A(\omega) = \frac{d_{11}}{C_e}\frac{\omega T}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \tag{7.34}$$

$$tg\varphi = \frac{\mathrm{Im}\left[\underline{S}(j\omega)\right]}{\mathrm{Re}\left[\underline{S}(j\omega)\right]} = \frac{1}{\omega T} \tag{7.35}$$

Raportul $\frac{d_{11}}{C_e}$ este sensibilitatea ideală a traductorului.

Dacă ωT >> 1, rezultă $\underline{S}(j\omega) \approx \frac{d_{11}}{C_e} = ct.$, situaţie în care tensiunea de ieşire nu depinde de frecvenţă. Dacă $\omega = 0, \quad \underline{S}(j\omega) = 0.$ În curent continuu sensibilitatea este nulă, deci traductorul piezoelectric nu se poate utiliza la măsurări statice. Traductoarele piezoelectrice se utilizează la măsurarea forţelor presiunilor, acceleraţiilor. Piezoelectricii pot fi utilizaţi astfel încât să se manifeste în acelaşi timp atât efectul piezoelectric direct cât şi cel invers. La aceste traductoare mărimea de intrare şi mărimea de ieşire sunt tensiuni. Traductorul funcţionează ca un filtru electric care lasă să treacă o bandă foarte îngustă de frecvenţă. Coeficientul maxim de transfer este la frecvenţa de rezonanţă a piezoelectricului.

CAPITOLUL 8

TRADUCTOARE TERMOELECTRICE

CAPITOLUL 8

TRADUCTOARE TERMOELECTRICE

Termocuplul este un traductor tip generator bazat pe efectul Seebeck. Mărimea de ieşire este tensiunea termoelectromotoare, temperatura fiind mărimea de intrare.

Termocuplul este format din două fire de metale de natură diferită sudate la un capăt. Între capetele libere apare tensiunea termoelectromotoare când între nodul sudat şi aceste capete libere există o diferenţă de temperatură θ. Caracteristica nu este liniară, ci de forma

$$U_r = A\theta + B\theta^2 + C\theta^3. \qquad (8.1)$$

De aici rezultă că sensibilitatea

$$S_r = \frac{dU_r}{d\theta} = A + 2B\theta + 3C\theta^2. \qquad (8.2)$$

nu este constantă ci depinde de temperatură.

Pentru corecta utilizare, capetele libere trebuie menţinute la temperatura constantă, de regulă la 0ºC. Uneori în cazul măsurărilor tehnice se admite menţinerea capetelor libere la temperatura mediului ambiant (20-25ºC), prin conectarea lor la borne masive din cupru sau alamă. Se poate realiza o compensare a erorilor datorită inconstantei temperaturii capetelor libere a termocuplului prin conectarea acestuia în serie cu o punte, conform fig.8.1. Puntea, alimentată la tensiune constantă are în trei braţe rezistoare R din manganină, iar în al patrule braţ un rezistor din cupru sau nichel. Puntea este echilibrată la 0ºC şi este astfel proiectată încât să furnizeze în diagonala de măsurare o tensiune care să compenseze variaţiile tensiunii termoelectromotoare a termocuplului datoare variaţiei temperaturii capetelor libere.

La confecţionarea traductoarelor termoelectrice se utilizează perechi de metale care produc o tensiune termoelectromotoare mare. La denumirea unui termocuplu se indică la început metalul care corespunde polarităţii

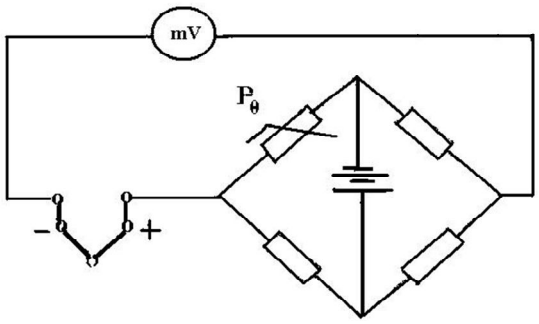


Fig. 8.1. Circuitul de corecţie al

pozitive a tensiunii termoelectromotoare. Diferite termocupluri se notează cu literele S, R, J, T, K, E.

Termocuplul format din aliajul 90%Pt +10%Rh cu platină (tip S) este considerat standard, având o foarte bună stabilitate şi reproductibilitate. Din această cauză este folosit şi ca etalon. El se utilizează şi până la 1750ºC pentru scurtă durată. Sensibilitatea lui variază de la 6μV/K la 25ºC până la 11,5μV/K în jur de 1000ºC. Pentru temperaturi mai mari se construiesc termocupluri de tip R, iridiu /reniu-iridiu (până la 2100ºC) şi pe bază de aliaje wolfram-reniu, care pot lucra până la 3000ºC. La temperaturi mai mari de 1700ºC apar însă probleme referitoare la ecranarea şi izolarea electrică şi termică. Se utilizează izolatori din oxid de beriliu şi thoriu.

Termocuplul chromel (90%Ni+10%Cr)/alumel (94%Ni+3%Mn+2%Al +1%Si), este de tip K, se poate utiliza între -50ºC şi 1000ºC în regim de durată şi până la 1300 în regim de scurtă durată. El are o sensibilitate medie în jur de 40μV/K.

Cel mai sensibil termocuplu este chromel/copel (50%Cu+44%Ni), de tip E, care poate fi folosit între -50ºC până la 600 (800)ºC, având o sensibilitate de 80μV/K în jur de 500ºC.

Până la 800ºC se poate folosi şi termocuplul fier/constantan (de tip J) cu o sensibilitate medie de 50μV/K. Aceasta nu este suficient de reproductibil. Pentru temperaturi între -200ºC şi +350ºC se poate folosi termocuplul cupru/constantan (de tip T). Acesta este ieftin şi destul de precis. Sensibilitatea lui creşte de la 15μV/K pentru 200ºC la 60μV/K la 350ºC.

Pentru măsurarea temperaturilor la reactoarele nucleare nu se poate utiliza termocuplul de tip S, deoarece sub acţiunea bombardamentului cu

neuroni, rhodiul se transformă într-un izotop instabil. În aceste cazuri au fost propuse termocupluri pe bază de platină, ruteniu şi molibden.

Termocuplurile se protejează în tuburi din oţel, ceramică sau carbură de siliciu prevăzută cu o cutie de borne, ca la termorezistenţe.

Traductorul termoelectric (ca şi traductorul termorezistiv) este un element de ordinul I caracterizat de ecuaţia diferenţială

$$T\frac{d\theta_2}{dt}+\theta_2=\theta_1, \tag{8.3}$$

unde θ_1 este temperatura mediului, iar θ_2 temperatura traductorului.

Constanta de timp T poate fi calculată cu relaţia

$$T=\frac{mc}{S\xi}, \tag{8.4}$$

unde m este masa traductorului, c este capacitatea lui calorică, S este suprafaţa de transmitere a căldurii, iar ξ este coeficientul de transmitere a căldurii. Constanta de timp poate fi determinată experimental notând indicaţiile traductorului la două momente de timp t' şi t" şi utilizând relaţia

De regulă această constantă de timp se dă în documentaţia tehnică a traductorului. Ea este de zeci de secunde şi poate atinge câteva minute.

Cunoscând constanta de timp a traductorului, se poate calcula timpul necesar pentru ca acesta să atingă temperatura θ cu o eroare admisibilă $\Delta\theta$.

$$t_{stab}=T\ln\frac{\theta}{\Delta\theta_{adm}}=T*2{,}3\lg\frac{\theta}{\Delta\theta_{adm}}. \tag{8.5}$$

De exemplu, pentru o constantă de timp de un minut, timpul necesar la măsurarea unei temperaturi de 1000ºC cu o eroare mai mică de 1ºC este de aproape şapte minute.

CAPITOLUL 9

TRADUCTOARE DE INDUCŢIE

CAPITOLUL 9

TRADUCTOARE DE INDUCŢIE

Traductorul de inducţie sunt traductoare de tip generator. Ele furnizează la ieşire o tensiune electromotoare sub acţiunea mărimii neelectrice de intrare. Se bazează pe apariţia unei tensiuni electromotoare într-o bobină prin care se produce o variaţie de flux magnetic:

$$e = -N\frac{d\Phi}{dt} \tag{9.1}$$

Fluxul magnetic poate varia fie prin deplasarea bobinei, fie prin modificarea reactanţei magnetice a circuitului magnetic al bobinei. Traductoarele de inducţie se mai numesc şi magnetoelectrice.

Considerând traductorul cu bobină mobilă, se poate scrie:

$$e = -Bl\frac{dx}{dt} = -B\cdot\pi D\frac{dx}{dt} = -S_1\frac{dx}{dt} \tag{9.2}$$

unde B este inductanţa în întrefierul unde se deplasează bobina, $l = \pi DN$ este lungimea conductorului bobinei, D este diametrul bobinei cu N spire şi $S_1 = B\pi DN$ este sensibilitatea traductorului.

În cazul traductorului de inducţie cu reluctanţa variabilă

$$U_{mm} = \phi\cdot R_m$$

$$e = -N\frac{d\Phi}{dt} = -N\frac{d}{dt}\left(\frac{U_{mm}}{R_m}\right) = \frac{NU_{mm}}{R_m^2}\cdot\frac{dR_m}{dt} \tag{9.3}$$

unde U_{mm} este tensiunea magnetomotoare. Considerând că reluctanţa magnetică depinde de mărimea de intrare x

$$R_m = R_{m0}(1+kx) = R_{m0} + \Delta R_m \tag{9.4}$$

unde R_{m0} este reluctanţa magnetică în starea iniţială şi k este o constantă, rezultă:

$$\frac{dR_m}{dt} = R_{m0}\ k\ \frac{dx}{dt} \tag{9.5}$$

şi considerând $\Delta R_m << R_{m0}$

$$e = \frac{NU_{mm}\ k}{R_{m0}} \cdot \frac{dx}{dt} = S_2 \frac{dx}{dt} \tag{9.6}$$

unde S_2 apare ca sensibilitatea acestui tip de traductor de inducţie.

Se observă că pentru ambele tipuri mărimea de intrare este o viteză, iar mărimea de ieşire este o tensiune electromotoare. Se utilizează deci pentru măsurarea vibraţiilor, vitezelor, acceleraţiilor.

Dacă un traductor de inducţie cu reluctanţă variabilă se poate roti nelimitat, atunci tensiunea electromotoare indusă este

$$e = k\Phi \cdot n, \tag{9.7}$$

unde *n* este turaţia bobinei, obţinându-se astfel un tahogenerator. Tensiunea furnizată de traductoarele de inducţie este de obicei suficient de mare pentru a putea fi măsurată fără amplificare. Poate până la frecvenţe de 15÷30kHz. Eroarea de măsurare este de 0,2÷0,5%.

CAPITOLUL 10

AUTOMATE PROGRMABILE

Aplicatiile tehnologice de varf si tehnologiile avansate necesita capacitate de transmisii masive de date, distante mari de comunicatii si control, caracteristici tehnice superioare si conexiuni cu alte sisteme. Majoritatea automatizarilor complexe de instalatii si sisteme cauta sa rezolve probleme ca reducerea volumului de cabluri, a numarului de conexiuni, a activitatii de asamblare, proiectare, programare soft si desigur costul.

Elemente de baza pentru obtinerea acestor performante sunt:

Inteligenta distribuita. Folosirea tehnologiei de automatizare distribuita permite impartirea activitatii de procesare in cadrul unui sistem pe componente disjuncte, controlate fiecare in parte de cate un procesor compact. Aceasta conduce la realizarea unei arhitecturi distribuite, cu terminale inteligente, prin utilizarea unui “microcontroller” central care controleaza fluxul de date pentru procesoarele aflate la distanta si asigura executarea corecta a instructiunilor. Inteligenta descentralizata simplifica activitatea de proiectare si asamblare, reduce timpul alocat programarii si timpii de comisionare. Prin dezvoltarea sistemelor cu inteligenta distribuita sunt posibile modificari sau extensii cu usurinta ale acestora, iar mijloacele de diagnoza eficiente minimizeaza timpii de cautare.

Realizarea unor conexiuni simple. In varianta clasica conectarea intre unitatea centrala, modulele de intrari/iesiri si modulele descentralizate de procesare se face prin magistrala sistemului care contine semnale pentru adresarea modului, semnale de control si date. Aceasta conduce la conexiuni masive de cabluri de masura si control, complexe si vulnerabile la erori. Utilizarea in sistemele de automatizari distribuite si descentralizate a unei magistrale seriale de sistem, intre unitatea cvvventrala si modulele

distribuite, formata dintr-un cablu cu 3 fire, reduce drastic cantitatea de cabluri si numarul de conexiuni.

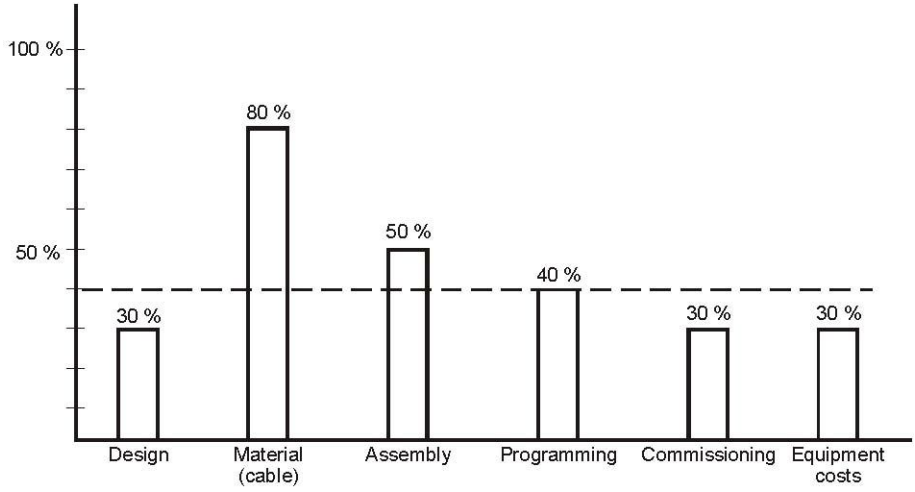


Fig. 1.1. Reprezentare procentuala a reducerii pierderilor prin utilizarea automatelor programabile in structura distibuita si descentralizata

Alte implicatii benefice sunt reducerea corespunzatoare a numarului de terminale, de conectori si implicit cresterea fiabilitatii. Prezenta unor "microcontrollere" de magistrala ofera posibilitatea conectarii unitatii centrale la magistrale de comunicatie PDnet, ARCNET, RCOM, MODBUS pentru comunicatii de inalt nivel. De mentionat ca aceste magistrale de comunicatii sunt existente de cele mai multe ori la nivelele ierarhice superioare in automatizarile complexe.

Un mod prietenos de utilizare, proiectare si concepere programe. Aceasta caracteristica se obtine prin schimburi intensive si permanente de informatii intre sistemele automatizate si utilizatori (proiectant, operator sau depanator) care stau la baza imbunatatirii performantelor sistemului.

Structurare clara. Este o alta facilitate obtinuta prin utilizarea unor "microcontrollerele" de inalt nivel care pot fi interconectate in retea pentru proiectarea unor configuratii mari. Depinzand de cerintele utilizatorului, diverse tipuri de retele sunt disponibile pentru acest scop. Sistemul astfel structurat permite proiectantilor si utilizatorului sa planifice, sa proiecteze, sa monteze si sa puna in functiune componentele sistemului autarhic,

independent unul de altul. Studiile efectuate arata ca prin utilizarea sistemelor de automatizare inteligente si descentralizate din familia Advant Controller 31 (AC31) ABB se asigura (fig.1.1) reducerea cu 80% a costului cablajului, cu 50% a activitatii de asamblare, cu 40% a muncii de programare, cu 30% a activitatii de proiectare si comisionare, respectiv cu 30% a costului echipamentelor.

Sistemul Advant Controller 31-S, cu fiabilitate si performante superioare, dedicat in special aplicatiilor militare, este de asemenea deschis la "microcontrollerele" si retelele de inalt nivel. Acesta poate fi integrat folosind magistrala de camp Advant ca sistem descentralizat orientat spre retelele Advant OCS cu nivel ridicat de siguranta. Alte interfete standard includ, pentru teletransmisia de date, magistralele ARCNET, PDnet, MODBUS, Profibus, RCOM sau un protocol ASCII deschis. In continuare se va face o succinta prezentare a sistemelor de automatizare si a retelelor de comunicare din familia ABB Procontic CS31 si ABB Procontic T200 reprezentative in realizarea automatizarilor industriale cu PLC-uri.

10.1. STRUCTURI IERARHIZATE CU RETELE DE COMUNICATII VERSATILE

Pentru un sistem complex-ierarhizat, in multe aplicatii, conectibilitatea la alte sisteme de comunicatie devine absolut necesara. In general, pentru conectare se foloseste magistrala MODBUS ca standard de prelucrare. Pentru viteza mai mare a transmiterii datelor se impune utilizarea retelei PDnet, in care este foarte comoda montarea cuplorului de retea si prelucrarea programului de comunicatie.

Structura generala a sistemele de automatizare ABB Procontic CS31 si ABB Procontic T200 asigura mijloace de comunicare versatile asa cum se poate observa in fig.1.2. cu elementele constitutive prezentate mai jos.

Magistrala ABB Procontic CS31 (CS31 FELDBUS) reprezinta o magistrala rapida care reprezinta baza comunicatiilor pentru sistemele automate din familia CS31 respectiv AC31. Aceasta face legatura intre magistrala MASTER si modulele de proces SLAVE si controleaza atat semnale binare cat si cele analogice. Din punct de vedere al performantelor, este o magistrala de tipul RS485, cu doua conductoare torsadate, special conceputa pentru imunitate la zgomot ridicat si transmiterea rapida a datelor pe care pot comunica pana la 31 module. Cele doua conductoare torsadate si

ecranate formeaza reteaua de comunicare date pana la 500 m cu posibilitatea extinderii la 2.000 m prin repetarea semnalului cu amplificatoare de linie.

Automatele ABB-PLC Procontic T200 – distribuite, sunt automate care asigura folosirea tehnicii distribuite si inteligente. Este posibila o extensie la sistemele descentralizate prin conectare la magistrala FELDBUS CS31. Astfel, fiecare unitate centrala poate controla pana la 4 sisteme de magistrale CS31 printr-un cuplor pe linie. Pentru cuplor nu este necesar un proiect suplimentar deoarece, in mod obisnuit, intrarile si iesirile sunt controlate de unitatea centrala.

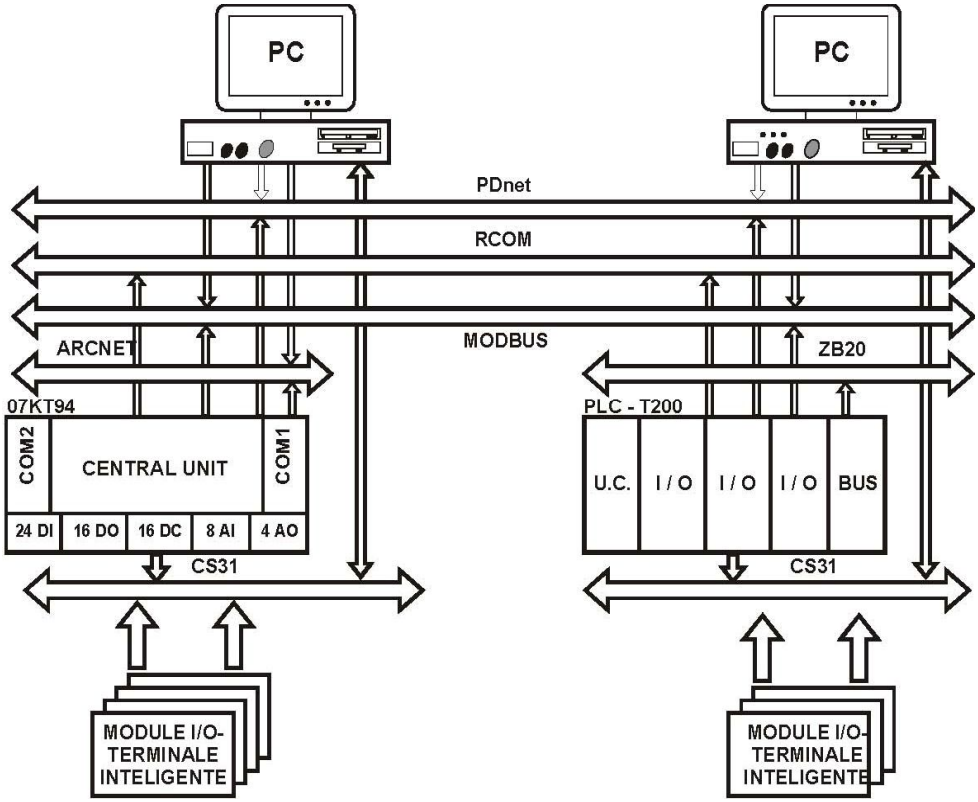


Fig. 1.2. Sistem ierarhizat cu automate programabile

Reteaua ARCNET permite, in sensul inteligentei descentralizate, conectarea rapida la retea a unitatii centrale ABB Procontic CS31. Asigura receptia semnalului pana la 300m respectiv pana la 6 km prin utilizarea unui

modul repetor. Cu o viteza de comunicare de 2,5M bit/sec. se obtine o transmisie rapida a datelor. Cuploarele pentru racordare la ARCNET sunt deja integrate in unitatile centrale 07KT92 R0262 si 07KT93 R0171.

Magistrala ZB20 este o retea specifica pentru ABB Procontic T200 asigurand cea mai ridicata viteza de transmisie a datelor si o proiectare facila. Fara a fi necesara o proiectare suplimentara, este posibila accesarea tuturor datelor unitatii centrale, preluand apelarea comenzilor de program,.

MODBUS (RTU) ofera, print-o gestionare superioara a datelor, posibilitati de cuplare la diferite module de automatizare consacrate, precum si la terminale de comanda si statii PC. Cuplorul 07MK92 pentru ABB Procontic CS31 si 07MK62 pentru ABB Procontic T200, asigura transmiterea datelor la o viteza maxima de 19,2 kbit/sec si pot lucra ca MASTER si ca SLAVE al magistralei.

RCOM, este sistemul dedicat pentru transmiterea datelor la distanta. Acesta permite transmiterea datelor la retele standard, precum si la sisteme de comunicatii prin radio. RCOM permite un timp bun de raspuns datorita flexibilitatii sale ridicate, si adaptarea la alte tipuri de retele specializate de transmitere a datelor. Pentru conectarea magistralei RCOM la sistemul ABB Procontic CS31 si T200 se folosesc cuploarele 07 KP90 respectiv o7KP64, permitand conectarea modem-urilor comerciale.

PDnet leaga intre ele diferite sisteme distribuite ca de exemplu ABB Procontic CS31 cu ABB Procontic T200, cu statiile PC si alte sisteme de comunicatii. Cuplorul PDnet 07KP96 (pentru ABB CS31) si 07KP66 (pentru ABB T200) este un dispozitiv de configuratie foarte capabil care controleaza transmiterea datelor in mod rapid si fara probleme si este independent fata de orice modul de automatizare. PDnet asigura aceleasi avantaje ca ACNET in ceea ce priveste viteza de transmisie a datelor si distanta de conectare.

Pentru cuplarea cu alte sisteme de comunicatii complet diferite , ca de exemplu cu sistemele optice de decodificare cod bara (Barcode –laser), definite ca sisteme inchise, este obligatorie folosirea unor protocoale specifice. Cu procesorul de comunicatie 07KP92 si soft-ul de dezvoltare 907KP92 este posibila programarea in limbaj C si comunicarea dupa un protocol dorit.

10.2. ARHITECTURA SISTEMELOR IN STRUCTURA DESCENTRALIZATA SI DISTRIBUITA PENTRU AUTOMATIZARI COMPLEXE CU AUTOMATE PROGRAMABILE

Orice proces tehnologic poate fi modelat ca o multitudine de procese, distribuite in zone de proces, in care sunt concentrate elementele de executie. Unitatea centrala a sistemului de comanda si control a procesului tehnologic transmite comenzile si receptioneaza informatii de la acestea. Astfel, un proces tehnologic se imparte in mai multe procese distribuite in zonele de concentrare a elementelor de executie. Acest mod de abordare a proiectarii si realizarii sistemelor complexe de automatizare aduce o serie de avantaje in conceperea, proiectarea si executia intregului sistem.

Procesele distribuite au alocate modulele de intrari/iesiri care devin terminale inteligente, fiecare avand cate o unitate centrala proprie de control a semnalelor specifice propriului proces controlat si un procesor de comunicare seriala cu unitatea centrala a sistemului. Acestea sunt plasate in zonele formate din panourile de forta cu actionari electrice, cat mai aproape de elementele de executie. Reteaua sistemului, constituita din 3 fire torsadate cu transmisii seriale de date, asigura viteze mari de comunicare de pana la 19200 bauds/secunda. Acest mod de abordare a sistemului reduce la minimum cantitatea de conductor necesar pentru realizarea instalatiei in conditiile in care costul cablurilor de comanda si forta reprezinta un procent ridicat din valoarea acesteia. Un alt avantaj al structurii descentralizate si distribuite, cu rezultate deosebit de positive prin cresterea fiabilitatii sistemului, reprezintad o conditie absolut necesare pentru sistemele moderne, consta in eliminarea conecticii suplimentare si a numarului mare de conexiuni [143].

Din analizele economice rezulta ca raportat la o structura centralizata costul unei structuri descentralizate este cu pana la 50% mai mic prin reducerea substantiala de cheltuieli cu cablurile, conectica si elemente de conectica (jgheaburi, trasee prefabricate pentru cabluri), cu dimensiunile panourilor si pupitrelor de comanda. O caracteristica specifica acestor structuri o reprezinta autodiagnoza sistemului prin care sunt semnalizate imediat orice disfunctionalitate in controlul procesului, cu consecinte

benefice majore asupra reducerii timpilor de stationare si de intrerupere a procesului.

O alta facilitate oferita de acest sistem este accea ca se pot dezvolta ulterior aplicarii noi prin introducerea cu usurinta a altor module de intrari/iesiri. In aceste conditii este necesara modificarea, corespunzatoare noilor functii, numai a programului (“soft-ului”) de aplicatie. Restrictia “hard” este impusa doar de capacitatea de memorare si de adresare a unitatii centrale a sistelului PLC.

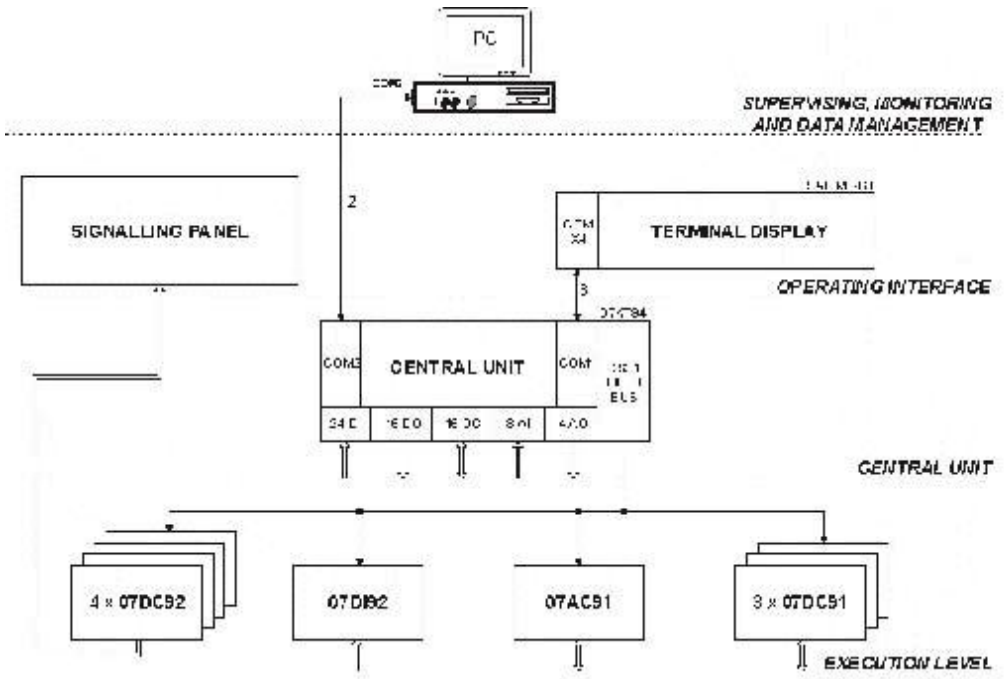


Fig. 1.3. Strucura generala al sistemelor de automatizare complexa cu automate programabile

Un alt avantaj este acela ca operatorii care supravegheaza procesul pot vizualiza, la cerere, toti parametrii monitorizati, functionarea utilajelor din cadrul procesului tehnologic, disfunctionalitatile din sistem, alarmele de sistem si localizarea lor. Aceasta permite operatorilor si depanatorilor sa ia decizii rapide cu evitarea unei stationari de lunga durata.

Rezultate semnificative s-au obtinut prin aplicarea unor metode de programare avansate a sistemului automat PLC, ca de exemplu: adresarea indexata, salvarea datelor in FLASH EPROM, achizitia si prelucrarea digitala a semnalelor analogice, procesari complexe cu functii aritmetice, reglare in bucla de reactie PI-PID, prelucrari de cuvinte tip "word", "duble-word", etc.

In concluzie, prin utilizarea sistemelor de automatizare cu structura distribuita si descentralizata (fig.1.3.) se pot conduce procese ce se desfasoara pe suprafete mari cu costuri de investitii mici. Mai mult, deoarece se pot proiecta si realiza sisteme redundante in structura "on-line", precum si prin tehnologia intrinseca de realizare a automatelor programabile, aceste sisteme se incadreaza in clasa sistemelor "long life"

10.3. IMBUNATATIREA PERFORMANTELOR SOFTULUI DE DEZVOLTARE IN AUTOMATIZARILE COMPLEXE CU LOGICA PROGRAMATA

Dezvoltarea conceptelor de automatizare cere solutii noi de programare adaptate la tehnologiile avansate. Aceasta implica dezvoltarea unor programe "software" prietenoase utilizatorului, in special, in ceea ce priveste programarea, testarea, interfatarea grafica si administrarea sistemelor automare distribuite. Noul soft de programare AC1131 dezvoltat de compania ABB reprezinta o noua generatie cu numeroase performante imbunatatite:

Cinci limbaje de programare pentru PLC: Instruction List (**IL**), Sequential Function Chart (**SFC**), Function Block Diagram (**FBD**), Structured Text (**ST**), Ladder Diagram (**LD**).

Ofera cele mai puternice unelte de programare sub Windows pentru proiectarea automatizarilor industriale complexe in structura descentalizata si distribuita. Aceasta ii confera facilitati deosebite in generarea, testarea si documentarea programelor de aplicatii pentru PLC-uri.

Asigura interfata soft cu utilizatorul avand la baza standardul Windows, cu avantajele sale specifice, cum ar fi:

Meniuri extensibile folosite pentru a alege functii

Ferestre de dialog continand, pe langa alte informatii, directoarele referitoare la echipament, fisiere si module.

Existenta unei bara de meniu si **bare cu butoane grafice** pentru o generare cat mai simpla a programului

"Debugging" – program specializat de depanare foarte util in faza de testare a programului de aplicatie. Aceasta permite editarea pas cu pas a programului de automatizare, inclusiv setarea punctelor de intrerupere.

Permite simularea "off-line". Pachetul software AC1131 permite simularea rularii programului fara conectarea la automatul programabil. Prin aceasta facilitate pot fi simulate toate instructiunile si comenzile pentru un PLC extern, inclusiv erorile de operare.

Vizualizarea integrata. O astfel de vizualizare este realizata "off-line" cu ajutorul unor elemente geometrice care isi schimba forma sau culoare in functie de anumite valori ale variabilelor. Pot fi integrate sabloane de figuri si grafice.

Structura de sistem deschis permite proiectantului sa realizeze dezvoltari ulterioare cu integrare de :

Interfatare cu sisteme CAD/CAE

Interfatare cu limbaje de programare avansata

Interfatare pentru teletransmisia de date.

10.4. TEHNICI AVANSATE DE PROGRAMARE PENTRU SISTEMELE AUTOMATIZATE CU PLC

Programele de dezvoltare ale automatelor programabile ofera o biblioteca integrata de mari dimensiuni din care poate fi apelat rapid un mare numar de module cu functii complexe. Documentatia fiecarui modul in parte se poate studia "on-line" prin simpla apasare a unui buton. Biblioteca poate fi extinsa cu elemente logice create individual (CE) plecand de la modulele de functii si instructiuni existente in biblioteca. In programul de aplicatie al automatizarilor cu PLC-lui se folosesc mai multe

metode si instructiuni de programare avansata pentru a reduce numarul de variabile, de module folosite si, in consecinta, a memoriei rezervate utilizatorului. Principalele metode si instructiuni de programare avansata care vor fi tratate pe larg in continuare sunt:
-Adresarea indexata
-Salvarea datelor in Flash EPROM la caderea alimentarii cu energie electrica si reinitializarea variabilelor de stare la revenirea tensiunii;
-Achizitia si procesarea digitala a semnalelor analogice;
-Functii aritmetice complexe;
- Functii speciale pentru reglajul in bucla inchisa PI-PID
-Alocare de memorie, procesare de octet si dublu octet, etc.

Adresarea indexata pentru o interfata interactiva cu un terminal de afisare inteligent.

Adresarea indexata consta in citirea/scrierea unei valori de la, respectiv la o adresa fixa, data de suma dintre o baza de referinta si o variabila care reprezinta indexul. Multiplexarea valorilor se realizeaza prin instructiunii IDSmSI IDLm.

IDSm (Write Word Variable, Indexed), reprezinta scrierea unei variabile de tip octet in mod indexat. Atunci cand blocul este activat, valoarea din variabila sursa este citita si alocata variabilei tinta. Variabila tinta este definita prin indexarea variabilei de baza. **IDLm** (Read Word Variable, Indexed) reprezinta citirea unei variabile de tip octet in mod indexat. Variabila sursa care va fi citita se obtine prin indexarea variabilei de baza. Valoarea variabilei sursa este alocata variabilei tinta. Un exemplul de aplicare al instructiunii **IDSm** este prezentat in fig.1.4 care consta in multiplexarea a 16 grupuri de 48 parametri de intrare. Se obtine reducerea cu mai mult de 3.136 variabile de program si 3 Kbytes a spatiului rezervat instructiunilor PLC. Index-ul este dat de relatia: INDEX = 3*(NN-1)*16 + (MM-1), unde: NN - numarul grupelor multiplexate; MM – numarul alocat parametrului in interiorul grupului. Similar se poate obtine o zona de memorie in PLC care sa contina parametrii de vizualizare. Aceasta operatie se realizeaza cvasisimultan cu procesarea altor secvente de program. Astfel, numarul de variabile poate fi redus cu un numar de 9.406 variabile, spatiul alocat memorarii de instructiuni cu 9Kbytes iar timpul de executie cu

aproximativ 40% raportat la metodele clasice de programare.

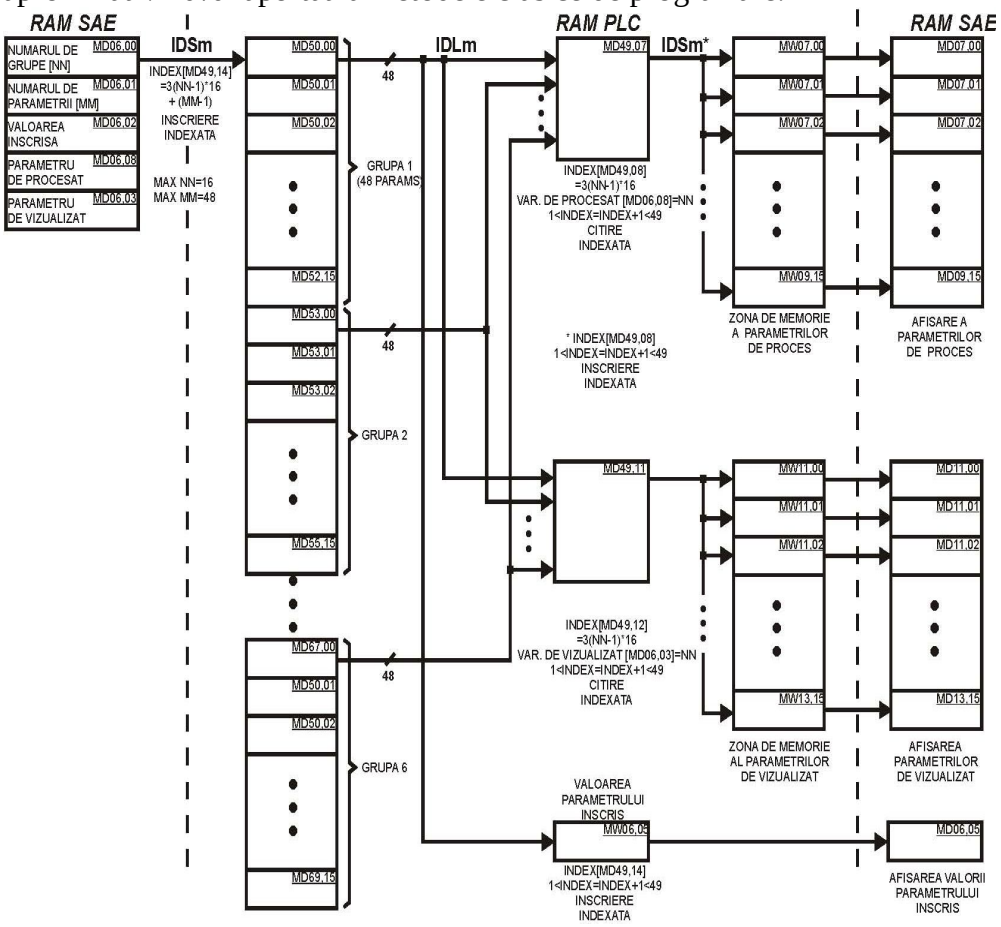


Fig. 1.4. Adresarea indexata intr-un sistem de automatizari complexe cu automate programabile

10.5. STRUCTURA ARBORESCENTA A MENIULUI DINAMIC PENTRU TERMINALE INTELIGENTE DE AFISARE CONECTATE LA AUTOMATE PROGRAMABILE

Terminalul operator reprezinta o interfata intre PLC si utilizator. Terminalele operator se disting prin costuri scazute ale echipamentului

precum si prin functii aditionale eficiente pentru vizualizarea si salvarea mesajelor respectiv posibilitatea conectarii directe la imprimanta. Structura arborescenta a meniului dinamic al unui terminal inteligent de afisare si control este prezentata in fig.1.5. Se poate observa corelatia dintre variabilele de stare procesate de automatul programabil (fig.1.4) si valorile generate de terminalul inteligent de afisare MT 60 - SAE (fig.1.5.). Pentru vizualizarea si inscrierea datelor s-a ales metoda selectarii dinamice a ecranelor meniului de aplicatie.

Spre exemplificare sunt prezentate mai jos principalele avantaje ale terminalului inteligent de afisare MT 60 - SAE:

1. Posibilitatea de monitorizare a parametrilor de proces, de control a starilor de alarma si inscriere a constantelor de proces;
2. Procesarea alarmelor pe o singura adresa introdusa in campul de date al PLC-lui cu semnificatia: prima valoare, valoare noua sau ca o prioritate cu confirmare interna;
3. Existenta unor functii de protocol conventional, stocate in memoria interna si a listei de evenimente memorate (“history”), limitata superior la 900 de intrari;
4. Existenta unei structuri de meniu versatile care permite:
   - Generare simpla de structuri de meniu (mascare de parametri, structuri arborescente) fara folosirea programului PLC;
   - Activarea directa a functiilor interne prin intermediul tastelor cu functii.

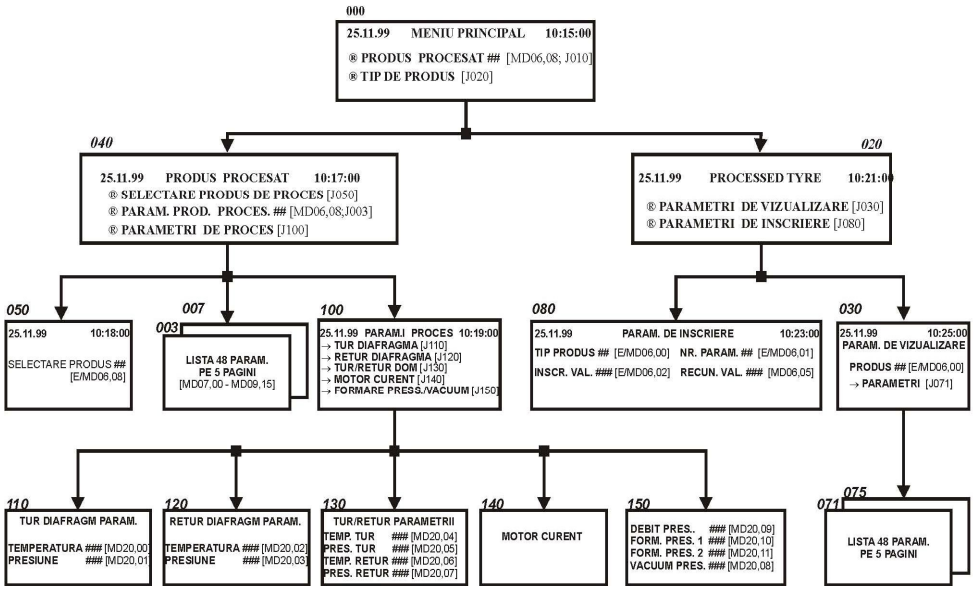


Fig.1.5. Exemplu de structura arborescenta a meniului dynamic

Ca un corolar al celor prezentate, principalele avantajele ale structurilor distribuite si descentralizate cu PLC-uri constau in:

Fiabilitate ridicata;

Numar redus a defectiunilor;

Cost scazut pentru intretinere si service;

Ajustarea parametrilor de functionare automata, din programul de aplicatie, daca sunt modificati parametri tehnologici;

Reducerea efortului uman;

Monitorizarea parametrilor tehnologici prin posibilitatea generarii unei baze de date.

10.6. ANALIZA STRUCTURILOR SISTEMELOR DISTRIBUITE SI DESCENTRALIZATE CU AUTOMATE COMPLEXE CU LOGICA PROGRAMATA

Tendintele mondiale in automatizari complexe si in robotica sunt utilizarea automatelor programabile in structura descentralizata si distribuita care confera producatorilor de utilaje, de linii integrate, de instalatii, precum si utilizatorilor, o serie de capabilitati si facilitati.

Se pot astfel imagina, proiecta si realiza structuri piramidale cu automate programabile si P.C. pentru conducerea automata a proceselor industriale, de monitorizare si gestionare a parametrilor de proces, de realizare de structuri redondante care sa confere sistemelor o siguranta maxima in exploatare si in primul rand o fiabilitate deosebit de ridicata. Aceste structuri permit interconectarea mai multor sisteme de automatizare pentru conducerea, monitorizarea si dispecerizarea centralizata a proceselor din cadrul unei intreprinderi, uzine sau platforme industriale.

Structura descentralizata si distribuita cu automate programabile trebuie inteleasa ca o interfata inteligenta intre proces si sistemul de conducere central in cadrul structurilor piramidale de conducere, monitorizare si dispecerizare a proceselor tehnologice complexe. Aceiasi structura poate fi privita ca un sistem inteligent distribuit pe o arie mare de lucru in cazul conducerii unor procese singulare, instalatii, linii integrate. In ambele cazuri factorul uman are numai rolul de supraveghere a desfasurarii proceselor.

Filozofia structurilor descentralizate si distribuite se bazeaza pe realizarea unor insule inteligente in care sunt concentrate elementele de executie cuplate intre ele prin reteaua de comunicatie proprie automatelor programabile[106].

Structura generala a sistemelor PLC distribuite si descentralizate

Arhitectura generala a unei astfel de structuri are un numar de elemente de baza care constau in:

- unitatea centrala cu magistrale de comunicatie pentru programare si functionare in retea
- module de intrari/iesiri numerice si/sau analogice

module de comunicatie pentru transmisii de date cu structurile ierarhice superioare

module de afisaj pentru vizualizarea unor parametri de proces sau de sistem, inscrierea unor date in automatele programabile sau generarea de comenzi

module speciale pentru pozitionare pe 1-3 axe, numaratoare rapide, protocoale de comunicatii, etc.

surse de alimentare

O structura directa distribuita si descentralizata pe principiul de functionare a unei comunicari directe MASTER – SLAVE constituita din maxim 31 de statii este prezentata in fig.1.6.

O statie realizata in aceasta structura se compune din:

unitate centrala pe post de MASTER

un modul de intrari / iesiri binare – SLAVE

un modul de intrari / iesiri analogice- SLAVE

alte unitati centrale care pot fi numai pe post de SLAVE

un modul de afisaj

surse de alimentare

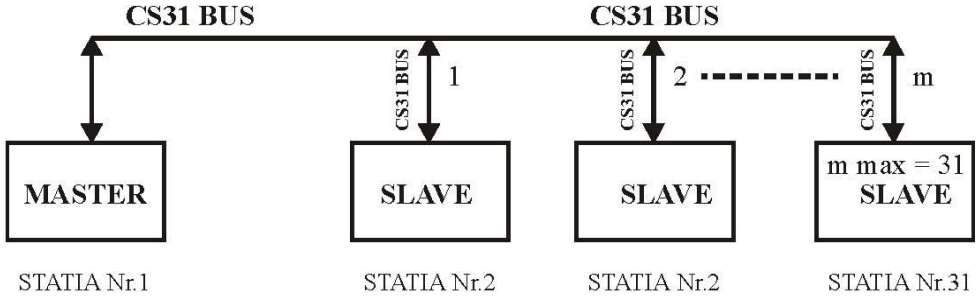


Fig.1.6. Structura MASTER-SLAVE pentru automatizare cu automate programabile

O astfel de structura are un numar maxim de 1040 intrari / iesiri

numerice respectiv 204 intrari/iesiri analogice.

Structurile distribuite ierarhizate constau din mai multe sisteme de automatizari distribuite, cuplate intre ele pe un nivel ierarhic superior printr-o retea de comunicatie. Aceste structuri pot fi proiectate, in acest mod, cu un numar maxim de module dat de numarul de statii conectate in retea multiplicat cu 31 module pentru fiecare statie. Un exemplu de automatizare a configuratiei este prezentat in fig.1.7. Fiecare statie este constituita dintr-o retea descentralizata si distribuita, interconectata cu celelalte statii din retea printr-o magistrala ARCNET, schimband date intre ele, concomitent cu receptionarea si transmiterea de informatii spre MASTER-ul retelei. Unitatea centrala cu rolul de MASTER este definita de proiectant, celelalte statii avand prioritati de comunicatie prestabilite [106].

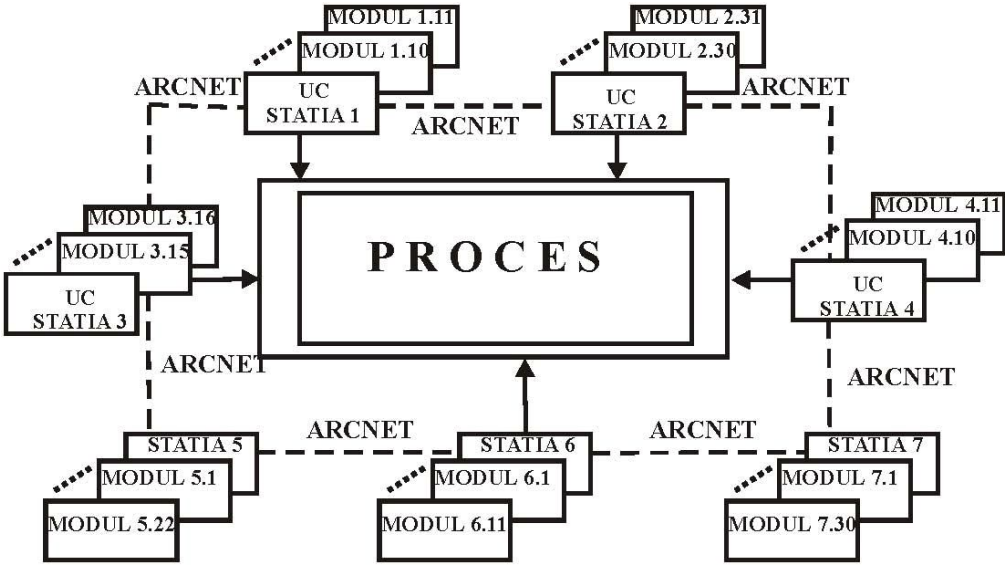


Fig.1.7. Structura complexa de automate programabile cu conectare in retea de comunicare

Structura, astfel definita,poate acoperi o arie de zeci de km^2. Se poate proiecta, plecand de la acest concept de baza, o structura piramidala

utilizand alte PLC-uri dispuse pe nivele ierarhice diferite, conectate intre ele prin magistrale de comunicatie diferite. Astfel, pot fi conduse, monitorizate si dispecerizate un numar mare de automatizari complexe industriale prin cresterea numarului de intrari/ iesiri de ordinul a catorva zeci de mii.

Aplicatii structurale ale sistemelor PLC distribuite si descentralizate

Toate instalatiile necesita modificari de-a lungul timpului. Sistemele se dezvolta odata cu mediul in care sunt integrate si trebuie sa permita modernizarea si expandarea lor. Automatele programabile in structuri distribuite permit adaugarea a noi componente de automatizare, in cazul in care aplicatia tehnica se schimba. Mai mult, folosind dispozitive speciale, sistemul PLC reprezinta solutia la problemele ridicate de noile tipuri de automatizari care implica comunicatie redundanta, mijloace de siguranta redundante pentru intrari/iesiri, afisaj de texte la distanta, interfatare cu roboti si convertoare de frecventa. Structura sistemului contine o unitate centrala de dimensiuni reduse conectata la module aflate la distanta printr-o magistrala de sistem construita din cablu torsadat. Transmiterea semnalului prin magistrala de sistem se face automat fara o programare aditionala.

Sistemele de control si monitorizare, totdeauna rapide, devin din ce in ce mai puternice si mai complexe ceea ce conduce la cresterea numarului de terminale conectate la unitatea centrala: contactori, relee, circuite de franare, transducere, butoane, lampi, module procesare. Conectarea acestor terminale necesita cresterea pretului, a numarului de conexiuni si a cantitatii de conductor, reducerea fiabilitatii sistemului, reducerea flexibilitatii in proiectare.

Arhitectura descentralizata a sistemelor PLC ofera o solutie superioara sistemului de control [103]. Diferenta de structura dintre tipul de sistem centralizat si cel descentralizat este prezentata in fig.1.8, unde se observa ca unitatea centrala poate fi plasata intr-un panou de control, iar unitatile de intrari/iesiri se pot plasa la distanta de-a lungul unei linii de proces langa senzori si actuatori.

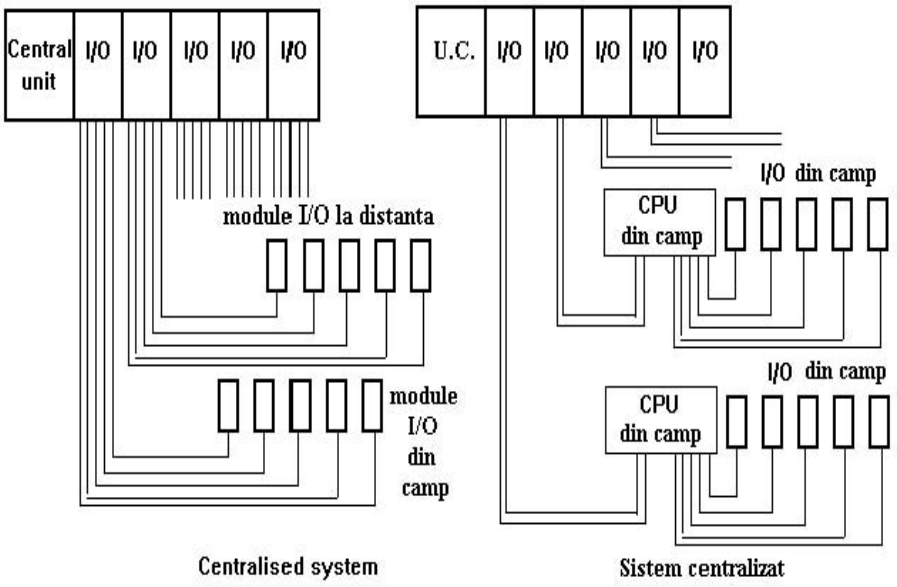


Fig.1.8. Comparatie intre structurile PLC centralizate si descentralizate

O structura inteligenta, descentralizata aplicata unei procesari complexe este prezentat in fig.1.9. care permite introducerea intr-o retea controlata de o unitate centrala definita MASTER a unei alte unitati centrale cu rolul de SLAVE.

Aceste structuri de automatizari asigura numeroase facilitati:

posibilitatea expandarii retelei; unitatile aditionale pot fi conectate in timpul operarii instalatiei;

unitati de intrari-iesiri configurabile;

functii de diagnoza extensive; toate unitatile la distanta contin un microprocesor dedicat gestionarii intrarilor si iesirilor precum si posibilitati de diagnoza;

reducerea costurilor legate de cablare;

programare simpla si transparenta; toate canalele de intrare-iesire de la distanta sunt gestionate de catre unitatile centrale;

comunicatii seriale programabile (RS232) conectate la modem, imprimanta, terminal operator, etc.

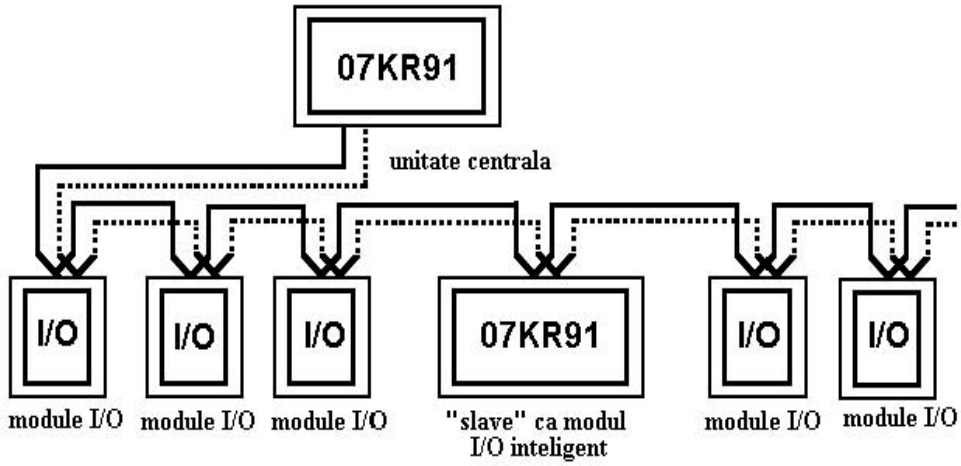


Fig.1.9. Sistem PLC inteligent descentralizat

O structura descentralizata cuplata in retea, prezentata in fig. 1.10., este frecvent folosita in uzine si procese mari unde este absolut necesara comunicarea cu alte sisteme de automatizare.

Intr-o astfel de structura sunt disponibile interfetele de comunicare pentru cele mai raspandite tipuri de retele de automatizare Modbus, Arcnet, Profibus, Interbus S, Masterfielbus si RCOM. O solutie rapida de conectare pentru comunicatii nestandardizate o reprezinta utilizarea unui cuplor de comunicatie 07KP92 programabil in C, cu toate facilitatile acestui limbaj.

Controlul descentralizat cu posibilitatea de cuplare in multiple retele permite proiectarea unei instalatii ergonomice si transmiterea mesajului potrivit catre persoana potrivita la momentul potrivit.

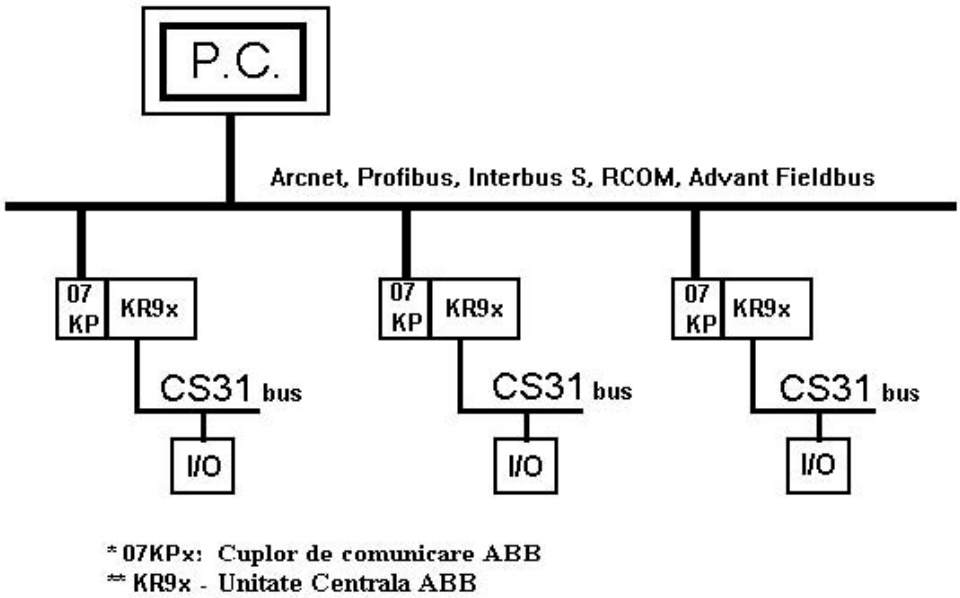


Fig.1.10. Interfete de comunicare intre unitatile centrale ale automatelor programabile

O structura complexa cu interfete de control de inalta performanta a convertoarelor de frecventa este prezentata in fig.1.11. Mai mult, sistemul de automatizare permite determinarea pozitiei unui robot industrial prin modulul ICBG-32L7, datele fiind transferate intre electronica de control a robotului si unitatea master PLC. Acesta este un modul specializat care permite, print-un traductor incremental masurarea cu precizie ridicata a pozitiei si controlul traiectoriei pe trei axe de miscare prin regulatoare PID.

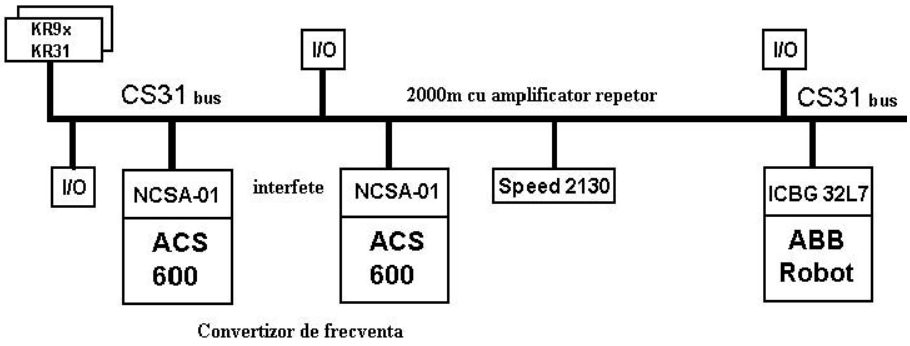


Fig.1.11.Structura complexa pentru controlul robotilor industriali

O structura "prietenoasa" cu posibilitatea furnizarii unei interfete om-masina (**MMC**-**M**an **M**achine **C**ommunication) cu vizualizarea parametrilor unui proces interactiv, este prezentata in fig.1.12.

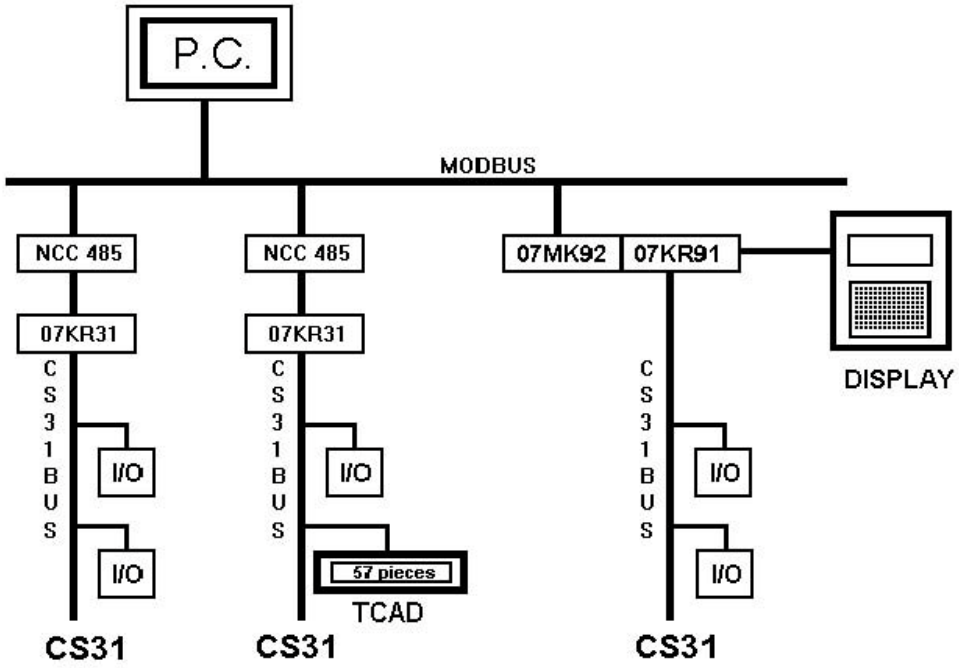


Fig.1.12. Proces interactiv cu interfata om-masina (MMC)

In realizarea aplicatiei se folosesc urmatoarele terminale inteligente:

MCC 485- conector opto-izolat RS 232/RS 485 in configuratii “full duplex” sau “half duplex”, folosit pentru reteaua MODBUS.

TCAD- afisor de texte compatibil cu magistrala CS31, cu 2 linii a 32 caractere (8 mm inaltime), 127+1 mesaje memorate in EPROM.

O structura complianta in care performantele sistemului sunt imbunatatite semnificativ, daca se foloseste sistemul PLC descentralizat si distribuit studiat, cuplat la automatul programabil Procontic T200, conceput ca sistem centralizat [105]. In plus, aceasta structura aduce proiectantului numeroase functii si facilitati suplimentare, cum ar fi:

numarul intrarilor/iesirilor binare disponibile creste la 3648 folosind expandarea la distanta;

numarul intrarilor/iesirilor analogice creste la 256;

memoria programului 48.5 k instructiuni (194 KB) si 50 k adrese de cuvant;

modulul de intreruperi cu 16 canale pentru stabilirea prioritatilor;

operatii aritmetice: adunare, scadere, inmultire, impartire, intreg cu semn ±32767;

un numar de 58 de instructiuni de control si module de functii pentru comenzi complexe;

regulator PID;

unitate de pozitionare;

numarator de mare viteza;

procesor de texte;

unitati de interfatare cu magistrala;

modul de temperatura de intrare;

Drept exemplu este prezentat, in acest capitol la paragraful 10, un sistem de automatizare pentru controlul proceselor de laminare.

10.7. AVANTAJELE UTILIZARII STRUCTURII DISTRIBUITE SI DESCENTRALIZATE PENTRU PROCESE MULTIPLE

Principalul avantaj al utilizarii automatizarilor industriale in structura distribuita si descentralizata este acela ca poate conduce, monitoriza si superviza mai multe procese care concura la realizarea unui singur proces final. Rezulta astfel o multitudine de procese interconectate intre ele care contribuie toate la realizarea unui produs final [113].

In aceasta structura se pot constitui un numar de **m** statii distribuite, fiecare statie reprezentand un proces distribuit formata dintr-o unitate centrala drept MASTER al retelei locale CS31 si 31 de statii locale (module de intrari/iesiri sau module specializate) cu capabilitate de 1040 intrari/iesiri numerice si 232 intrari/iesiri analogice. Cele **m** statii distribuite se pot interconecta intre ele printr-o retea ARCNET pentru schimburi de date si comenzi al unor procese distribuite. Reteaua ARCNET permite proiectantului sa defineasca statia MASTER si prioritatile de comunicatie in cadrul retelei.

Aceasta structura poate fi conectata prin retele de transmisie de tip RCOM+, PD-net, MODBUS-RTU, PROFIBUS-PD la un nivel ierarhic superior pentru supervizare in cazul sistemelor de monitorizare si dispecerizare.

O schema generala a unei structuri distribuite si descentalizate pentru controlul proceselor multiple cu monitorizare si dispecerizare la nivel ierarhic superior este prezentata in fig.1.13.

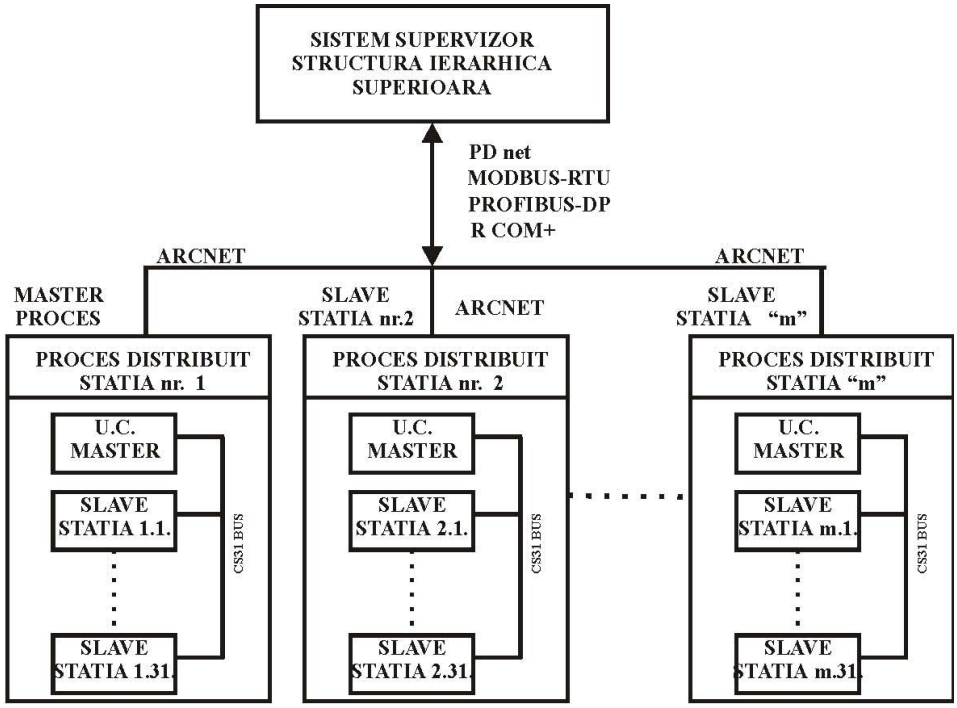


Fig.1.13. Structura distribuita si descentralizata pentru procese multiple

Avantajul unei astfel de structuri este in primul rand acela ca poate conduce in intregime, in mod automat, procese tehnologice complexe din cadrul unei sectii, grupuri de sectii, uzine sau platforme industriale distribuite pe o suprafata de zeci de km^2, fiind capabila sa asigure monitorizarea peste 65.000 de puncte de masura si control.

10.8. STUDII SI CERCETARI COMPARATIVE ASUPRA STRUCTURILOR DESCENTRALIZATE SI DISTRIBUITE CU AUTOMATE PROGRAMABILE

Caracteristici generale ale sistemelor ADVANT CONTROLLER AC 31

Sistemul ADVANT CONTROLLER AC31 asigura o gama intreaga de dispozitive de automatizare, conectate la magistrala CS31, putand fi folosite ca dispozitive de sine statatoare, master sau slave. Tabelul 1 prezinta principalele caracteristici ale unitatilor centrale utilizate in automatizari industriale complexe [127].

TABELUL 1:

U.C. - PLC / Date de sistem	KR31/ KT31	KR91	KT92	KT93	KT94	KT98
Memorie programabila	6 KB	20 KB	56 KB	56 KB	240 KB	1000 KB
Timp proces	1,5ms/ Kinst	1,5ms / Kinst	0,7ms/Kinst	0,7ms/ Kinst	0,25ms/ Kinst	0,07ms/ Kinst
I/O digitale integrate	12/8	20/12	12/8	24/16	24/168 config.	24/168 config.
I/O analogice integrate	-	-	4/2	-	8/4	8/4

Capacitate I/O digitale	992	992	992	992	992	1040
Capacitate I/O analogice	96/96	96/96	96/96	96/96	96/96	232/ 228
Comunicare prin **MODBUS**	Integr at	Cuplo r	Cuplor	Cuplo r	Integra t	Integrat
Comunicare prin ARCNET	-	-	Integrat	Integr at	Integra t	Integrat
Nr. pasi prog. secvential (s)	16	128	128	128	128	128
Caracteristica magistrala	Magistrala RS485, 2 cabluri pe linie, maxim 31 unitati pe linie, lungime maxima 500m					

Ca o caracteristica generala realizarea proiectelor cu aceste automate programabile permite obtinerea unor aplicatii complexe datorita faciltatilor oferite de interfata seriala, posibilitati de procesare binare sau analogice, controlul eficient cu un timp scurt de integrare si procesare de date.

Structura software pentru automatele programabile

In continuare este prezentat un studiu comparativ al principalelor sisteme PLC utilizate pe larg in aplicatii industriale [142].

I. Firma TELEMECANIQUE a conceput programele de dezvoltare de aplicatii **PL7-1; PL7-2** si **GRAFCET** specific automatelor programabile proprii.

Limbajul PL7-1. Limbajul **PL7-1** este de tip Boolean si este dedicat automatelor programabile TSX 17-10/20. In functie de limbajul de programarea ales se poate realiza transcrierea directa sub forma unei liste de

instructiuni codate prin programare in **IL** (**I**nstruction **L**ist), implementarea schemelor electrice sub forma de contacte prin programare **LD** (**L**eadder **D**iagram) , respectiv implementarea cu blocuri de scheme logice, cu ecuatii booleane si utilizarea unor functii speciale prin programare in **FBD** (**F**unction **B**loc **D**iagram) .

Contine urmatoarele functii de automatizare:

temporizatoare
numaratoare pas cu pas
registre de deplasare
numaratoare rapide.

Limbajul PL7-1 permite creerea unui program GRAFCET compus din 3 parti :

tratare preliminara
tratare secventiala
tratare posterioara

Limbaj grafic PL7-2. Permite programarea in **LD** avand ca elemente de baza contacte, bobine, functii bloc de automatizare standard, blocuri de operatii pentru tratare numerica cu reprezentare exclusiv grafica.

Limbajul Grafcet PL7-2 defineste ca o structura secventiala de aplicatii. Are ca elemente de proiectare etapele si tranzitiile facand apel la limbajul **LD** pentru programarea actiunilor asociate etapelor si tranzitiilor. Elementele de baza ale programului de dezvoltare sunt blocurile de functii si operatii:

1. Blocuri de functii: temporizatoare, monostabile, numaratoare, registre, programatoare ciclice, ceasuri, functii de comunicatii, blocuri de texte
2. Blocuri de operatii - permit efectuarea operatiilor logice si aritmetice cum ar fi :

Blocuri aritmetice : + ; - ; x ; / REM pe 16 biti
Blocuri logice : SI ; SAU, SAU EXCLUSIV
Blocuri conversie : BCD; ASCII; binare
Blocuri decalaj
Blocuri de transfer
Blocuri de comparatie : < ; > ; < . ; = ; >= ; < =

II. Firma KLOCKNER MOELER are propriul program de dezvoltare a aplicatiilor denumit **SUCOSOFT.**

Programul SUCOSOFT este structurat in 4 limbaje de programare:

1. Programare IS - programarea secventelor logice utilizand algebra booleana sub forma de instructiuni executabile. Ca de exemplul instructiunea LM0.0 reprezinta "incarca variabila word M bitul 0 in registrul de lucru".

2. Programare LD - programare utilizand reprezentarea grafica a contactelor si a bobinelor.

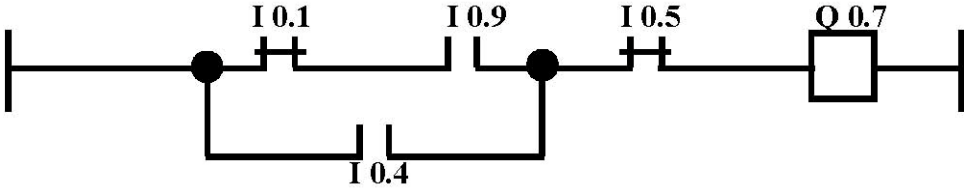


Fig.1.15. Programare LD pentru automate programabile SUCOSOFT

3. Programare FBL - programare grafica utilizand blocuri de functii:

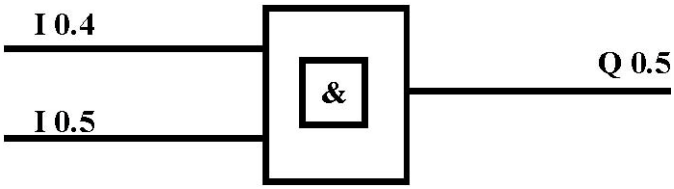


Fig.1.16. Programare FBD pentru automate programabile SUCOSOFT

4. ***Programare secventiala*** – La pornirea acestui program SUCOSOFT se creaza automat doua file :

Fila sursa formata din linii de instructiuni sau simboluri grafice in concordanta cu limbajul de programare selectat

Fila referinta este generata pentru stocarea operanzilor si a comentariilor.

Un exemplul de programare este dat mai jos:

Block No. Block name Block coment
00000 Start " comentariu _ _ _ _ _ _ _ "
Line No. Instructions
001 " comentariu _ _ _ _ _ _ "
002 L I 0.9

III. Firma SIEMENS are programul de dezvoltare **TISOFT** structurat in programe **APT** (**A**pplication **P**roductivity **T**ool) **SIMATIC** si are ca limbaje de programare:

1. LD -programare grafica sub forma de contacte
2. STAGE - un limbaj in etape si tranzitii reprezentand o structura a unei scheme cu contacte

APT SIMATIC permite transpunerea structurii procesului fizic in sistemul de control. **APT** utilizeaza tehnica grafica GRAFCET pentru dezvoltarea logicii secventiale si contine o biblioteca de obiecte si functii bloc de comanda precum si legaturi interne. Pentru efectuarea functiilor matematice speciale, bucle PID, alarme si programe in limbaje evoluate exista placa separata cu microproprocesor.

IV. Firma ABB (SEA BROWN BOVERI) a conceput si realizat un sistem software AC1131 foarte dezvoltat, cu o serie de facilitati pentru programarea PLC-urilor care indeplinesc conditiile impuse de standardul european IEC 1131 - 3 privind proiectarea sistemelor automate si al limbajelor de programare.

SOFTWARE - AC1131 contine o biblieoteca de functii detaliata: functii de algebra booleana, functii aritmetice, functii de conversie analog-digitala si digital-analogica, functii de transmisie semnale, functii de temporizare, functii de conversie word in doubleword, functii regulator P/ PI/PID, functii de reglare temperatura cu traductoare PT, functii pentru

vizualizare etc. toate acestea realizate sub forma de subrutine speciale care pot fi apelate pentru executia programului de editare.

Un avantaj substantial al acestui sistem de programare este ca permite utilizatorului posibilitatea de a creea alte functii si subrutine pe care le poate introduce in biblioteca de functii si care sa poata fi folosite in aplicatii ulterioare. Editarea programului de utilizare se face grafic utilizatorul avand la dispozitie limbaje de programare: **FBD, LD, SFC, IL**.

Programul de dezvoltare permite functionarea on-line pentru testarea programelor de aplicatii cu urmatoarele functii: scriere si fortare de variabile, vizualizarea intrarilor/iesirilor si variabilelor de stare, folosirea de "breakpoints" (adrese de iesire din program), functionarea programului pas cu pas sau un singur ciclu, analiza logica tip SAMPLING – TRACE, inclusiv functii TRIGGER si simulare OFF-LINE.

Programul de dezvoltare pentru vizualizarea proceselor este un pachet de programe complex care este valabil pentru toate generatiile si familiile de automate programabile in structura descentralizata si distribuita T200; T200S; CS31 avand ca system de operare WINDOWS NT, DOS, OS/2 si permit vizualizarea de la 80 pana la 65000 de parametri de proces, protocoale si/sau reprezentari grafice ale parametrilor.

SOFTWARE 907PC331, 907PC331 si 907AC331 ofera utilizatorilor o biblioteca cu functii structurate si accesibile pentru programele de aplicatie in vederea conducerii proceselor tehnologice.

METODOLOGIA CERCETARII IN AUTOMATIZARI COMPLEXE CU PLC

Metodologia cercetarii in automatizarile complexe cu automate programabile consta in:

modelarea matematica pentru procesele tehnologice cu variabile multiple

programarea avansata pentru sisteme de automatizare complexe in FBD, IL si AC1131-GRAF.

interfete grafice cu programarea interactiva in WISCON, DELPHI, BORLAND C^{++}

simularea in MATLAB, prin reprezentari grafice, a performantelor imbunatatite si determinarea erorilor de neliniaritate in controlul

elementelor conduse

Etapele dezvoltarii proiectului unei instalatii de comanda si actionare

Etapele dezvoltarii proiectului de comanda si actionare pentru automatizarile cu automate programabile sunt urmatoarele [114]:

Identificarea procesului tehnologic;

Identificarea intrarilor din proces ce urmeaza a fi monitorizate si procesate de automatul programabil;

Identificarea actionarilor elementelor de executie in vederea stabilirii aparatajului electric necesar;

Identificarea parametrilor de proces ce urmeaza a fi monitorizati si stabilirea parametrilor de vizualizare;

Proiectarea unui sistem de automatizare in structura descentralizata bazat pe automate programabile (proiectare ”hard”);

Elaborarea programului de executie a automatului programabil avand la dispozitie programul de dezvoltare PLC si organigrama procesului tehnologic;

Realizarea sistemului de automatizare, comanda si actionare precum si verificarea modului de lucru;

Testarea si depanarea programului de executie in mod “on-line”cu utilizarea facilitatilor oferite PLC: Vizualizarea in timp real a intrarilor, iesirilor, variabilelor de program si a circuitelor active. Vizualizarea in timp real a listelor de variabile realizate de programator cu valorile numerice ale acestora, respectiv 0-1 pentru variabilele de tip bit, -32.767/+32.767 pentru variabilele de tip “word” si –2.147.483.647/+2.147.483.647 pentru variabile tip “double-word”;

Proiectarea softului de calculator pentru achizitia datelor trimise de automate, gestionarea informatiilor privind parametrii monitorizati, afisarea sub forma de grafice si diagrame a parametrilor relevanti, infatisarea starii alarmelor, etc.

Instalarea retelei/retelelor de transmisie si verificare a modului in care functioneaza transmisia.

In continuare sunt prezentate modalitatile de realizare a programelor de executie in functie de programul de dezvoltare PLC. De obicei, programul de dezvoltare este licenta a producatorului de PLC, se instaleaza pe PLC si comunica serial cu PC-ul. Asa cum s-a vazut si in paragrafele anterioare, programul de dezvoltare contine mai multe limbaje care permit o implementare facila a unei aplicatii date. Cele mai utilizate limbaje de programare sunt: **IL, LD, FBD, SFC.**

- **IL - Instruction List** – permite realizarea programului de utilizare folosind instructiuni binare de tip bit, “word”, “double word” si mnemonice care specifica linia, zona de identificarea a “word-ului” si a functiei de pe ecran.

SN	LN	WN	Comanda/Variabila	Simbol	Long Text
00001	00001	015234	M0004,05	VBO	BUT.PRN.

- LD - Ladder Diagramm - realizeaza programul de executie prin conectarea grafica a unui numar redus de elemente de baza cum ar fi contacte electrice normal deschise sau normal inchise si bobinele de relee, specifice schemelor electrice de proiectare cu relee. Acest limbaj este folosit in special atunci cand se face o modernizare a sistemelor de automatizare cu relee si se doreste inlocuirea facila a acestora cu PLC-uri pe baza unor scheme electrice existente.

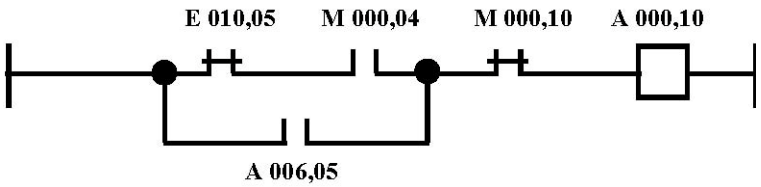


Fig.1.18. Programare LD pentru automate programabile AC31 ABB

- **FBD – Function Block Diagramm** – realizeaza programul de utilizare prin conectarea grafica a diferitelor functii apelate de proiectant din biblioteca de programe PLC pentru realizarea proiectului sau temei tehnologice.

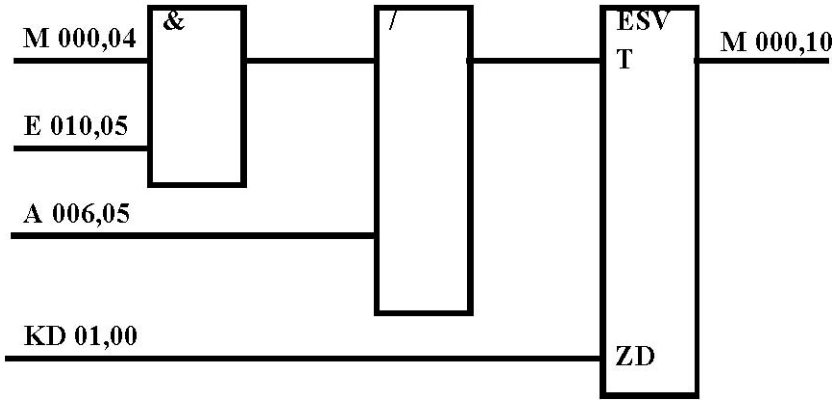
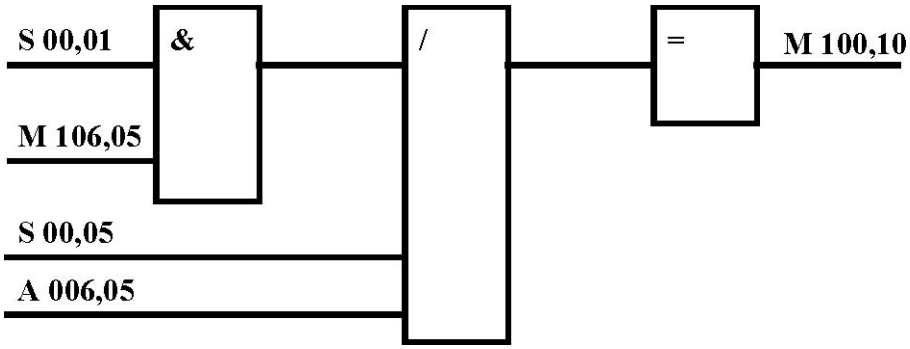


Fig. 1.17. Programare FBD pentru automate programabile AC31 ABB

- **SFC - Sequential Function Chart** – permite o tratare secventiala a procesului prin introducerea unei variabile S(“step” = pas) de generare a secventelor. Secventele de program sunt realizate prin proiectare in limbaj **LD** sau **FBD**.
-

Fig. 1.19. Programare cu functia S(step) pentru automate programabile AC31 ABB



Indiferent de limbajul de programare utilizat, programul de dezvoltare realizeaza compilarea si translatarea programului de executie pentru a fi adus sub forma unui limbaj de asamblare specifice automatelor programabile denumit “cod masina”. Prin compilare erorile de programare ale programului de executie sunt generate automat, cu marcarea lor.

Un program de executie fara erori de compilare poate fi transmis serial de la PC la PLC pentru inscriere si memorare in EPROM-ul PLC-ului. Erorile de programare incompatibile cu instructiunile PLC-lui sunt semnalate de acesta prin aprinderea unui LED si transmiterea la PC, sub forma unui cuvant de stare aflat la anumite adrese din memoria RAM, cu definirea cauzei erorii.

In faza de testare si depanare a programului de executie se realizeaza o comunicare “on-line” intre PC si PLC care permite, cu usurinta, detectarea greselilor in implementarea proiectului tehnologic. Programul de dezvoltare asigura multiple facilitati de depanare “on-line”, cum ar fi: vizualizarea intrarilor/iesirilor de proces si a variabilelor de program, realizarea de liste “on-line” cu variabile inscrise de proiectant, posibilitatea cautarii rapide in program a unor variabile reprezentate absolut sau simbolic, functionarea pas cu pas a programului, stabilirea unor puncte de iesire din program cu posibilitatea vizualizarii si analizei situatiei existente.

10.9. APLICATII COMPLEXE CU AUTOMATE PROGRAMABILE IN CONTROLUL SISTEMELOR MECANICE

Aplicatiile tehnologice de varf si tehnologiile avansate necesita capacitatea de transmitere a cat mai multor date, distante mari de comunicatii, facilitati superioare de control si conexiuni cu alte sisteme. Majoritatea automatizarilor complexe de instalatii si sisteme cauta sa rezolve probleme ca: reducerea volumului de cabluri, a activitatii de asamblare, proiectare, programare si desigur costul.

Structura descentralizata si distribuita cu automate programabile asigura o interfata inteligenta intre proces si sistemul de conducere central in cadrul structurilor piramidale de conducere a procesului, putand fi si un sistem inteligent distribuit pe o arie de lucru in cazul conducerii unor procese singulare, instalatii, linii integrate. In ambele cazuri factorul uman trebuie sa aiba numai rolul de supraveghere a desfasurarii proceselor.

SISTEME DE AUTOMATIZARI PENTRU PROCESELE DE LAMINARE

Un exemplul de automatizare complexa, dedicat retehnologizarii procesului tehnologic de la SIDEX GALATI, cu citirea si inregistrarea datelor de proces prin terminale inteligente si cuplare la PC pentru monitorizarea si dispecerizarea, este prezentat in fig.1.20. Proiectarea acestui sistem implica achiztii de date si monitorizarea parametrilor de proces, a buclelor de reactie PID, comenzi pentru actuatoare si controlul procesului. Sunt controlate 2.176 intrari/iesiri, din care 352 analogice, 1.772 digitale si 52 bucle de reactie PID, cu comunicare si monitorizare pe PC. Sistemul este conceput in structura descentralizata si distribuita cu avantajele specifice si performante ridicate [104,108,114].

Pentru proiectarea si realizarea automatizarii s-a ales automatul programabil din familia T200ABB Procontic care este un PLC conceput ca un sistem de control modular, asigurand necesitatile prezente si viitoare ale aplicatiilor tehnologiilor de varf. Automatul programabil ABB Procontic T200 este complet integrat in familia ABB Procontic. Permite tehnici IBM de programare, compatibile cu PC-uri , facilitati pentru controlul si afisarea eficienta a proceselor si poate fi conectat la magistralele specializate ZB10, ZB20, ZB50 (PROFIBUS). Este conceput pentru automatizari complexe,

cu un numar ridicat de intrari/iesiri atat pentru functionare ca sistem centralizat dar si cu posibilitati de functionare ca sistem descentralizat prin numeroasele retele de comunicare compatibile.

Principalele performante ale sistemelor de automatizare cu automate programabile T200 sunt:

- Memorie program (extensie maxima):194Kbyte (48,5K instructiune)
- Capacitati in configurare locala:
- Numarul de intrari/iesiri binare: 1856
- Numarul de intrari analogice: 256
- Numarul de iesiri analogice: 232
- Numarul de sloturi pentru intrari/iesiri: 58
- Numarul de rack-uri: 6
- Capacitati in configurare descentralizata (intrari/iesiri la distanta):
- Numarul de biti: 2048
- Numarul de linii: 4
- Numarul de biti/linie: 512
- numarul de rack-uri/linie: 10
- Ciclul de timp per instructiune: 0,4ms.
- Comunicatii in sistem ierarhizat pe magistralele: ARCNET, MOBBUS, ZB20, ZB50(PROFIBUS)

Unitatile centrale ale sistemelor PLC din familia T200 au fost concepute pentru proiecte de automatizari cu complexitate ridicata, caracterizandu-se prin folosirea unui set comun de instructiuni, cu ceas de timp real si permit programarea on-line. Sunt cunoscute trei variante de unitati centrale prezentate mai jos:

- 07ZE60 R302 varianta minimala	- 7,6/1 K instructiuni - 2,5ms/1K instructiuni ciclu de timp - controleaza un modul cu 8 sloturi intrari/iesiri

- 07ZE62 R302 varianta de memorie maxima	- 48,5 K instructiuni (196 Kbyte RAM&EPROM) - controleaza 6 module rack a 58 sloturi de intrari/iesiri - 1,7ms/K instructiuni –ciclul de timp
- 07ZE61 R302 varianta medie	- 15,7 K instructiuni (62,7 K byte) - controleaza 2 module rack a 18 sloturi intrari/iesiri - 2,5ms/K instructiuni ciclul de timp.

Memoriile de program pentru sistemele PLC din familia T200 sunt memorii EPROM pentru inscrierea programului de executie si memorii RAM pentru procesarea programului cu urmatoarele caracteristici:

- tip CMOS-RAM	- 07PS63 R2/R3 cu 48,5 K instructiuni si memorie de date pentru 50K bistabili de conditie
-tip EPROM	07PR63 R2 - 48K instructiuni si memorie de date pentru 50K bistabili de conditie

Module de comunicatie, permit extensia sistemului prin asigurarea compatibilitatii cu ale module:

- cuplor descentralizat de intrari/iesiri	07BR61/R2 pentru substatii
- modul de linie pentru extensia intrari/iesiri	07BV60 /R1
- cuplor cu magistrala CS31	07CS61

- procesor de comunicatii 07KP62 — 2 interfete RS232 protocol RCOM

Module de intrari digitale, asigura controlul direct al elementelor din camp si transmit serial datele la unitatea centrala:

- 07EB61 R1 - 32 de intrari,izolate electric, 24 AC/DC
- 07EB67 R1 -16 intrari, 230V AC, izolate electric
- 07EB62R2 –32 intrari, raspuns rapid 1ms, izolate electric

Module de iesiri digitale, permit controlul elementelor de executie cu transmiterea seriala a datelor la unitatea centrala:

- 07AB61 R1 - 32 iesiri, I_{mx} = 50mA, iesiri pe tranzistoare
- 07AB62 R2 -32 iesiri, protectie la scurcircuit, iesiri open-colector, izolate electric

Module de intrare analogice, asigura conversia analog/numerica cu receptia valorii numerice de la unitarea centrala:

- **8 canale, 8 biti, izolate electric:**
  0...10V - 07EA60 R1
  4...20mA - 07EA61 R1
- intrare de temperatura PT100,12biti,8 canale - 07EA66 R1

- **8 canale, 12biti, izolate electric:**
  10V..... 10V - 07EA62 R1
  4 .....20mA - 07EA63 R1
  0.....20mA - 07EA64 R1

Module de iesire analogica, asigura conversia numeric/analogic cu transmiterea valorii numerice la unitatea centrala:

- 4 canale, 8 biti, izolate electric:
  0....10V - 07AA60 R1
  4...20mA - 07AA61 R1

- 4 canale, 12 biti, izolate electric
  10V....10V -7AA62 R1
  4...20mA -07 AA63 R1
  0...20mA -07AA64 R1

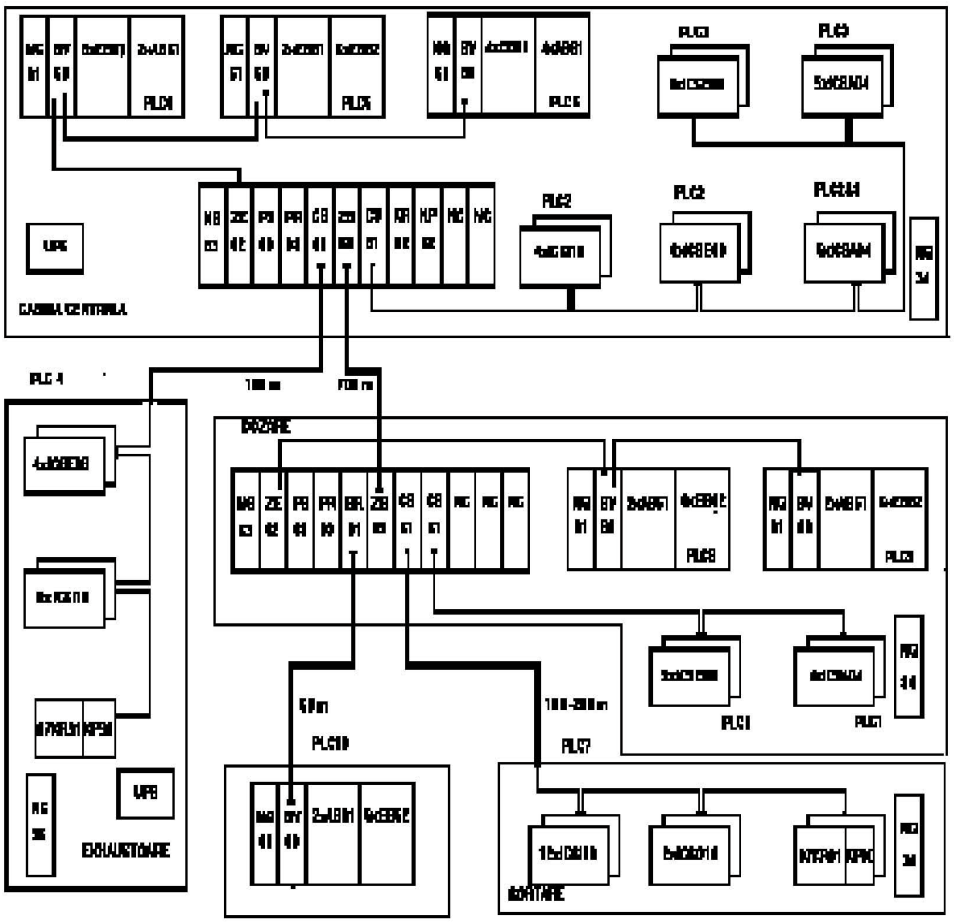


Fig.1.20. Exemplul de automatizare complexa dedicat retehnologizarii proceselor industriale in structura descentralizata si distribuita

Achizitia datelor si controlul procesului permite implementarea a 7 fluxuri tehnologice dispersate, acoperind 5 sectii de fabricatie: EXHAUSTARE, DOZARE, SORTARE, DESPRAFUIRE, CABINA CENTRALA pe distante variind intre 150m si 400m. Gestionarea datelor de la PLC–uri se realizeaza prin comunicari intr-o retea ETHERNET cu prelucrare de date si interfatare grafica pe PC.

• Parametrii retelei distribuite cu PLC pentru aplicatia de la SIDEX sunt:
• PLC1: 72 intrari analogice, 4-20mA, 12 biti; 16 iesiri analogice, 4-20mA, 12biti; 16 bucle de reactie PID;
• PLC2, PLC3: 72 intrari analogice, 4-20mA, 12 biti; 18 iesiri analogie, 4-20mA, 12 biti; 18 bucle de reactie PID; comunicare pe interfata seriala RS485;
• PLC4: 32 intrari analogice, 4-20mA, 12 biti; 64 intrari digitale, izolate; 2 interfete seriale RS485;
• PLC5: 384 intrari digitale, izolate; 128 iesiri digitale, tranzistorizate, protectie la scurtcircuit
• PLC6, PLC8, PLC9, PLC10: 192 intrari digitale, izolate electric; 64 iesiri digitale, izolate electric, protectie la scurtcircuit.

In comparatie cu proiectele concepute in structura PLC centralizate, prin implementarea structurilor ierarhizate, descentralizate si distribuite, rezulta reducerea substantiala a numarului de unitati centrale de la 10 la 2, in conditiile imbunatatirii performantelor sistemului.

BIBLIOGRAFIE

BIBLIOGRAFIE

1. Antoniu, M., Poli, Ş., Antoniu, E., ***Măsurări electronice,*** Editura Satya, Iaşi, 2000.
2. Apostolescu, N., ***Bazele cercetării experimentale a maşinilor termice,*** EDP, Bucureşti,1979.
3. Bichir, N., ***Maşini electrice***, EDP; Bucureşti, 1979.
4. Bodea, M., ***Aparate electronice de măsurat şi control***, EDP, Bucureşti, 1985.
5. Cepişcă, C., Jula, N., ***Traductoare şi senzori,*** Editura ICPE, Bucureşti, 1998.
6. Dragomir, N., Munteanu, R., Crişan, T., Târnovan, I., Pruneanu, P., ***Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice****, vol. I şi II,* Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 2002.
7. Dumitrache, I., ***Tehnica reglări automate***, EDP, Bucureşti, 1982.
8. Holonec, R., ***Electrical Measurements and Instrumentation,*** Editura Mediamira, Cluj-Napoca, 2003.
9. Iliescu, C., , ***Măsurări electrice şi electronice,*** EDP, Bucureşti, 1983.
10. Ionescu, G., ***Traductoare prin automatizări industriale***, ET, Bucureşti, 1985.
11. Ionescu, G., ***Măsurări şi traductoare***, EDP, Bucureşti, 1985.
12. Manolescu, P., ***Măsurări electrice şi electronice***, EDP, Bucureşti, 1986.
13. Munteanu M., Moga D., Munteanu R. A., Ciupa R., Floca L., ***Optimal coil geometry for transcutaneous power transfer to implanted medical devices,*** EMBEC '02, 2nd European Medical and Biological Engineering Conference, Vienna, Austria, 4 – 8 December 2002, part II, section Intelligent Instrumentation, pages 976 – 977.
14. Munteanu, R., Târnovan, I., Dragomir, N., Popovici, O., ***Electrotehnică şi convertoare energetice,*** Ed. Mediamira, Cluj Napoca, 1997.
15. Munteanu, R., Târnovan, R., Bălan, H., ***Traductoare utilizate la măsurarea vibraţiilor,*** Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1996.

16. Nicolau, E., ***Manualul inginerului electronist,*** EDP, Bucureşti, 1980.
17. Pop, E., ***Tehnica modernă de măsurare***, Ed. Facla, Timişoara, 1983.
18. Stanciu, D., ***Senzori. Prezent şi perspective***. ET, Bucureşti, 1987.
19. Şora, C., ***Bazele electrotehnicii***, EDP, Bucureşti, 1982.
20. Tănase, E***., Conversia energiei****, tehnici neconvenţionale*, ET, Bucureşti, 1986.
21. Târnovan, I. G., ***Metrologie electrică şi instrumentaţie,*** Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 2003.
22. Todoran, G., Copândean, R., ***Măsurări electronice. Amplificatoare şi convertoare de măsurare,*** Editura Mediamira, Cluj-Napoca, 2003.